公告本

362313

申請日期	86 年 10 月 14 日
案　　號	86115068
類　　別	H04B 7/005

（以上各欄由本局填註）

A4
C4

362313

發明/新型 專利說明書

一、發明/新型 名稱	中　文	用於盲等化之窗口技術
	英　文	A windowing technique for blind equalization
二、發明/創作 人	姓　名	(1) 琴一傑奎斯・衛能 Werner, Jean-Jacques (2) 楊健 Yang, Jian
	國　籍	(1) 法國　(2) 加拿大
	住、居所	(1) 美國新澤西州〇七七三三・洪德爾・洪德爾路八五二號 852 Holmdel Road, Holmdel, NJ 07733, USA (2) 美國新澤西州・馬波羅惠特奈大道１０號 10 Whitney Drive, Marlboro, NJ 07746, USA
三、申請人	姓　名（名稱）	(1) 魯森工業技術股份有限公司 Lucent Technologies Inc.
	國　籍	(1) 美國
	住、居所（事務所）	(1) 美國新澤西州莫瑞山丘莫頓路六〇〇號 600 Mountain Avenue, Murray Hill, NJ 07974 -0636, USA
	代表人姓名	(1) 麥克・格林 Greene, Michael R.

裝 訂 線

362813

A6
B6

（由本局填寫）

承辦人代碼：	
大　　類：	
IPC分類：	

本案已向：

國（地區）　申請專利，申請日期：　　案號：　　，□有　□無主張優先權

美國　　1996 年 11 月 27 日　08/757,207　　☑有主張優先權

有關微生物已寄存於：　　，寄存日期：　　，寄存號碼：

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄）

裝　訂　線

四、中文發明摘要（發明之名稱：用於盲等化之窗口技術 ）

一種盲收斂技術，侷限於使用等化器輸出取樣的子集合。明言之，接收器會執行窗口MMA法。在此窗口MMA法中，取樣窗會與代表等化器輸出取樣組之二維平面重疊。在濾波適應期間，使用有那些僅出現在取樣窗內的等化器輸出取樣。

英文發明摘要（發明之名稱： ）

A Windowing Technique for Blind Equalization

Abstract

A blind convergence technique is restricted to using a subset of equalizer output samples. Illustratively, a receiver implements a windowed MMA approach. In this windowed MMA approach, a sample window overlays the two-dimensional plane representing the set of equalizer output samples. Only those equalizer output samples appearing within the sample window are used during filter adaptation.

五、發明說明（　）

發明背景

本發明係關於通訊設備，特別關於接收器中之盲等化。

在盲等化中，接收器的等化器不用使用訓練訊號即可收斂。在此技術中，已知有二種盲等化技術：一者爲「減化星群演繹法（reduced constellation algorithm(RCA)」(例如，請參見 Y. Sato " A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems," IEEE Trans. Commun., pp. 679-682, June 1975; 及１９８０年頒予Godard之美國專利號４，２２７，１５２），另一技術爲「固定模數演繹法（constant modulus algorithm）(CMA)」(例如，請參見 D. N. Godard之 " Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-dimensional Data Communication Systems, " IEEE Trans. Commun., vol. 28, no. 11, pp. 1867-1875, Nov. 1980; 及 N.K. Jablon, "Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellation", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 40, no. 6, pp. 1383-1983, 1992)。此外，１９９６年五月七日申請，序號０８／６４６４０４，Werner等之美國共同申請案" Blind Equalization"，亦說明新的盲等化技術－多模數演繹法（the multimodulus algorithm(MMA)），爲上述ＲＣＡ及ＣＭＡ方法之另一選擇。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明(6)

發明概述

任何盲收斂技術會被等化器之輸出訊號、或取樣之分佈影響。因此，符號位準數目增加將會增加等化器輸出取樣之分佈，進而更難以盲化地收斂等化器。因此，根據發明觀念，盲收斂技術受限於使用等化器取樣之子集。縱使符號位準增加，這仍能改進盲收斂能力

在發明實施例中，接收器會實施窗口MMA方法。在此窗口MMA方法中，取樣窗口會與代表等化器輸出取樣之二維平面重疊。在濾波器適應期間，僅有那些出現在取樣窗口內的等化器輸出取樣會被使用。將說明窗口MMA方法之二種變化。

詳細說明

圖1係顯示具體實施發明原理之通訊系統的一部份之高階方塊圖。僅爲說明之用，假設接收器10接收可表示如下之CAP訊號（無載體、振幅調變、相位調變（carrierless, amplitude modulation, phase modulation）：

$$r(t)=\sum_n[a_n p(t-nT)-b_n\,\tilde{p}(t-nT)]+\xi(t) \qquad (1)$$

其中 a_n 及 b_n 係離散值多準位符號，p（t）及 $\tilde{p}$（t）係形成希耳伯特（Hilbert）對之脈沖響應，T係符號週期，及 ξ（t）係進入頻道中的外加噪音。

假設方程式（1）中的CAP訊號於經由通訊頻道9傳播時被扭曲並遭受碼際干擾（ISI）。此ISI係由

五、發明説明（3）

頻道內ISI（a_n或b_n符號相互干擾）及頻道間ISI（a_n及b_n符號相互干擾）。接收器10的目的係移除ISI及使外加噪音$\xi(t)$的效應最少以提供訊號$r'(t)$。將於用於接收器10內的窗口MMA盲等化演繹法之內文中說明發明觀念。但是，在說明發明觀念前，將說明關於適應濾波器及上述RCA、CMA、及MMA演繹法之某些背景資訊。而且，此處所使用之適應濾波器，例如部份間隔線性等化器，將於下簡稱爲FSLE等化器，或等化器。

等化器結構

圖2顯示相位分離FSLE等化器100。假設FSLE等化器100係對包括同相分量及正交分量之二維輸入訊號作用。FSLE等化器100包括作爲有限脈沖響應（FIR）濾波器110及120之二平行的數位適應濾波器。由於二FIR濾波器110及120會收斂至同相位及正交濾波器，所以等化器100係稱爲「相位分離FSLE」。等化器結構之某些說明性細節係顯示於圖3中。二濾波器110及120會共同使用相同的分接延遲線115，該分接延遲線115儲存連續的類比對數位轉換器（A／D）125取樣r_k序列。A／D125的取樣速率$1/T'$典型上係符號速率$1/T$的三至四倍並以滿足用於真實訊號之取樣理論之方式被選取。假設$T/T'=i$，其中i係整數。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（4　）

如圖3所示之二適應FIR濾波器110及120的輸出係被以符號速率1／T計算。等化器分接及輸入取樣可以以對應的N維向量表示之。因此，現在界定下述關係：

$r_n^T = [r_k, r_{k-1}, \cdots\cdots, r_{k-N}]$ ＝延遲線中的製造方法D取樣向量　(2)

$c_n^T = [c_0, c_1, c_2, \cdots\cdots, c_N]$ ＝同相位分接係數之向量　(3)

$d_n^T = [d_0, d_1, d_2, \cdots\cdots, d_N]$ ＝正交相位分接係數之向量　(4)

其中上標T係代表向量轉置，下表n係指符號週期nT，及k＝In。

設y_n及y_n分別爲被計算之同相位及正交濾波器，及：

$$y_n = \mathbf{c}_n^T \mathbf{r}_n \quad (5)$$
$$\tilde{y}_n = \mathbf{d}_n^T \mathbf{r}_n. \quad (6)$$

輸出y_n及$\tilde{y}_n$之X／Y顯示，或相等地$Y = y_n + j\tilde{y}_n$之複數輸出的X／Y顯示，係稱爲訊號星群。圖6及17係顯示使用MMA演繹法之收斂之前及後的64－CAP星群。（「64－CAP」一詞係指訊號空間或訊號星群中預定符號之數目，每一符號代表6位元，而2^6＝64。有關CAP通訊系統之其它資訊可參見J. J. Werner

五、發明說明（5 ）

, "Tutorial on Carrierless AM/PM-Part I - Fundamentals and Digital CAP Transmitter," Contribution to ANSI X3T9.5 TP/PMD Working Group, Minneapolis, June 23, 1992.)在收歛之後，訊號星群係受某些小訊號及ISI破壞之複數符號 $A_n = a_n + j\, b_n$ 顯示所構成。

在正常操作模式中，圖２中所示之決定裝置（或限幅器）１３０及１３５會比較等化器１００的取樣輸出 $y_n + \tilde{y}_n$ 與有效符號值 a_n 及 b_n，及決定那些符號已被傳送。這些被限幅的符號會以 $\hat{a}_n$ 及 $\hat{b}_n$ 代表。然後，接收器會計算下述同相位及正交誤差 e_n 及 $\tilde{e}_n$：

$$e_n = y_n - \hat{a}_n, \tag{7a}$$

$$\tilde{e}_n = \tilde{y}_n - \hat{b}_n, \tag{7b}$$

及使用熟悉的最小平方演繹法更新二適應濾波器的分接係數，亦即，

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \alpha\, e_n\, \mathbf{r}_n, \tag{8a}$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \alpha\, \tilde{e}_n\, \mathbf{r}_n, \tag{8b}$$

其中 α 係用於分接調整演繹法之步階大小。

現在參考圖４，其顯示互耦合ＦＳＬＥ２００。關於此等化器的結構，Ａ／Ｄ取樣會首先分別饋至二固定的同相位及正交ＦＩＲ濾波器，２１０和２０５。在此情形下，Ａ／Ｄ１２５的取樣速率１／Ｔ'典型上等於符號速率１／Ｔ的四倍。二固定ＦＩＲ濾波器的輸出係被以１／Ｔ″速率計算，該１／Ｔ″速率符合此技術中所習知的用於分析訊號之取樣理論。然後，輸出訊號會被饋送至具有稱爲

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（6 ）

互耦合結構之等化器200。典型上，1／T″係符號速率1／T的二倍。

互耦合等化器200使用二適應FIR濾波器215a及215b，均具有分接向量a_n及b_n。爲簡化起見，再度使用相同的向量符號c_n及d_n（用於先前所述之圖2的等化器）。但是，對習於此技藝者而言，應明瞭對二種等化器而言，分接向量係不同的。這二個濾波器均被使用二次以計算等化器的輸出y_n及$\tilde{y}_n$。設r_n及$\tilde{r}_n$係同相位及正交濾波器的輸出向量，用以計算互耦合等化器之輸出。可界定如下：

$$\mathbf{C}_n = \mathbf{c}_n + j\mathbf{d}_n, \tag{9a}$$

$$\mathbf{R}_n = \mathbf{r}_n + j\tilde{\mathbf{r}}_n \tag{9b}$$

$$Y_n = y_n + j\tilde{y}_n. \tag{9c}$$

可以下述簡潔方式表示等化器的複數輸出Y_n

$$Y_n = \mathbf{C}_n^{*T}\mathbf{R}_n, \tag{10}$$

其中星號＊代表共軛複數。將限幅複數符號$\hat{A}_n$及複數誤差E_n定義如下：

$$\hat{A}_n = \hat{a}_n + j\hat{b}_n, \tag{11a}$$

$$E_n = Y_n - \hat{A}_n. \tag{11b}$$

用於更新複數分接向量C_n之LMS演繹法可表示如下：

$$\mathbf{C}_{n+1} = \mathbf{C}_n - \alpha E_n^{*}\mathbf{R}_n. \tag{12}$$

現在參考圖5，其顯示四濾波器FSLE。四濾波器等化器300除了適應部份係由四個不同的濾波器而非被

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（7 ）

使用二次之二濾波器構成外，均與圖４所示之互耦合ＦＳＬＥ２００具有相同的一般結構。等化器３００的二輸出訊號會被計算如下：

$$y_n = \mathbf{c}_{1,n}^T \mathbf{r}_n + \mathbf{d}_{2,n}^T \widetilde{\mathbf{r}}_n \tag{13a}$$

$$\widetilde{y}_n = \mathbf{c}_{2,n}^T \widetilde{\mathbf{r}}_n - \mathbf{d}_{1,n}^T \mathbf{r}_n. \tag{13b}$$

在方程式（７ａ）及（７ｂ）中使用同相位及正交誤差 e_n 和 $\widetilde{e}_n$ 之定義，則用於四濾波器之分接演繹法結果如下：

$$\mathbf{c}_{1,n+1} = \mathbf{c}_{1,n} - \alpha\, e_n\, \mathbf{r}_n, \tag{14a}$$

$$\mathbf{d}_{1,n+1} = \mathbf{d}_{1,n} + \alpha\, \widetilde{e}_n\, \mathbf{r}_n, \tag{14b}$$

$$\mathbf{c}_{2,n+1} = \mathbf{c}_{2,n} - \alpha\, \widetilde{e}_n \widetilde{\mathbf{r}}_n \tag{15a}$$

$$\mathbf{d}_{2,n+1} = \mathbf{d}_{2,n} - \alpha\, e_n \widetilde{\mathbf{r}}_n. \tag{15b}$$

已於圖２至５中概述某些習知技藝等化器的結構，現在將使用圖２之等化器結構說明盲等化觀念之概論。

盲等化觀念

在正常操作模式（穩定狀態）下，圖２中的決定裝置，亦即限幅器１３０及１３５，會比較等化器的複數輸出取樣 Y_n（$Y_n = y_n + j\widetilde{y}_n$）與所有可能的傳送複數符號 A_n（$A_n = a_n + j b_n$），並選取最接近 Y_n 之符號 $\hat{A}_n$。然後，接收器會計算誤差 E_n，其中 E_n：

$$E_n = Y_n - \hat{A}_n, \tag{16}$$

其係用以更新等化器１００之分接係數。此種之分接適應稱為「決定導向」，這是因為它使用限幅器１３０及

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明説明（8）

１３５。最通用的分接更新演繹法係ＬＭＳ演繹法，其係使均方差（ＭＳＥ）最小之隨機梯度演繹法，定義如下：

$$MSE \triangleq E[|E_n|^2] = E[|Y_n - \hat{A}_n|^2] = E[e_n^2] + E[\tilde{e}_n^2], \quad (17)$$

其中Ｅ〔·〕代表期望值，而e_n及$\tilde{e}_n$係分別爲同相位及正交誤差。

如圖６所示，在起動開始時，等化器１００的輸出訊號Y_n會被很多碼際干擾摧毀。後者代表爲用於如圖２所示之使用相位分離ＦＳＬＥ之６４ＣＡＰ而取得之實驗資料。

當於起動期間使用訓練序列時（亦即A_n符號之預定序列），接收器能藉由使用等化器輸出訊號Y_n及已知的傳送符號A_n而計算有意義的誤差E_n。在此情形下，分接適應係以「理想參考」達成以便與決定導向分接適應區別。

但是，當無訓練序列可資利用時，等化器１００必須被盲收歛。在此情形下，如圖６所示，由於限幅器會作出太多錯誤決定，所以，不能使用決定導向分接更新演繹法。

因此，盲等化之原理係使用可使成本函數最小之分接適應演繹法，其比方程式（１７）所代表之ＭＳＥ更適宜提供等化器１００之初始收歛。將於下說明ＲＣＡ、ＣＭＡ及ＭＭＡ演繹法中所使用之成本函數。

在啓動期間之等化器收歛通常係由二主要步驟所構成。首先，使用盲等化演繹法開啓「眼圖（此後稱爲其張開眼睛）」。一旦眼睛充分張開，則接收器會切換至決定導

五、發明説明（9 ）

向分接演繹法。

減化星群演繹法（ＲＣＡ）

此節將提供ＲＣＡ演繹法之概論。概論之後將說明上述每一等化器結構中之ＲＣＡ演繹法的前後關係。

根據ＲＣＡ演繹法，會導出與比所收到的星群具有更少點數之訊號星群有關之分接更新演繹法中所使用之誤差。再度假設訊號星群包括６４個符號。如圖８所示，在ＲＣＡ演繹法中，減化星群典型上係僅由四訊號點所構成。應注意，ＲＣＡ演繹法要求使用決定裝置，例如限幅器，以從減化星群中選取最接近的點。所接收的取樣Y_n與減少星群之最接近訊號點$A_{r,n}$之間的誤差係複數：

$$E_{r,n} = e_{r,n} + j\tilde{e}_{r,n} = Y_n - \hat{A}_{r,n}, \quad \text{其中} \tag{18}$$

$$\hat{A}_{r,n} = \hat{a}_{r,n} + j\hat{b}_{r,n} = R\,[\mathrm{sgn}(y_n) + j\,\mathrm{sgn}(\tilde{y}_n)] \tag{19}$$

其中ｓｇｎ（・）係正負號函數而右側之表示式係對應於減化星群由四點所構成之情形。減化星群演繹法會使下述成本函數最小：

$$CF= E[|E_{r,n}|^2] = E[e_{r,n}^2 + \tilde{e}_{r,n}^2] = E[|Y_n - \hat{A}_{r,n}|^2], \tag{20}$$

其中Ｅ〔・〕代表期望值而$e_{r,n}$係指限幅誤差。

現在，考慮圖２中所示之分相等化器結構。使用方程式（５）、（６）及（２０），則造成下述方程式：

$$e_{r,n} = y_n - \hat{a}_{r,n} = \mathbf{c}_n^T \mathbf{r}_n - R\,\mathrm{sgn}(y_n), \tag{21a}$$

$$\tilde{e}_{r,n} = \tilde{y}_n - \hat{b}_{r,n} = \mathbf{d}_n^T \mathbf{r}_n - R\,\mathrm{sgn}(\tilde{y}_n) \tag{21b}$$

與分接向量c_n及d_n有關之方程式（２０）所代表之

五、發明說明（10）

成本函數的梯度係等於：

$$\nabla_c(CF) = 2E[e_{r,n}\mathbf{r}_n], \quad (22a)$$

$$\nabla_d(CF) = 2E[\tilde{e}_{r,n}\mathbf{r}_n]. \quad (22b)$$

當頻道被完美地等化時，亦即當所接收的取樣 Y_n 等於符號值 A_n 時，這些梯度等於零。此條件造成下述值R：

$$R = \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]}. \quad (23)$$

舉例而言，考慮關於分接向量 c_n 之梯度。從方程式（21a）及（21b）之左側，具有下述條件：$E[(y_n - R\ \mathrm{sgn}(y_n))r_n] = 0$。使用完美方程式 $y_n = a_n$。而且，假使假設不同符號係不相關的，則：$E[a_n r_n] = k_n E[a_n^2]$，其中 k_n 係元素爲頻道函數之固定向量。然後，上述條件可寫成：$E[a_n^2] - RE[\mathrm{sgn}(a_n)a_n] = 0$。注意，$\mathrm{sgn}(a_n)a_n = |a_n|$ 並對R求解，得到方程式（23）。

方程式（22a）及（22b）中的非平均梯度可用於隨機梯度演繹法以使等化器的分接係數適應，以致於取得下述分接更新演繹法：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \alpha[y_n - R\ \mathrm{sgn}(y_n)]\mathbf{r}_n, \text{ 及} \quad (24a)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \alpha[\tilde{y}_n - R\ \mathrm{sgn}(\tilde{y}_n)]\mathbf{r}_n. \quad (24b)$$

現在參考圖4所示之互耦合FSLE結構，從方程式（10）計算此等化器的複數輸出 Y_n。於方程式（20）中使用此表示式，則關於複數分接向量 C_n 之成本函數的梯

五、發明說明（11）

度爲：

$$\nabla_C = E[(Y_n - \hat{A}_{r,n})^* \mathbf{R}_n]. \tag{25}$$

假設取得下述之對於R之完美等化頻道表示式：

$$R = \frac{E[\,|A_n|^2\,]}{E[\,|a_n|\,] + E[\,|b_n|\,]} = \frac{E[\,|A_n|^2\,]}{2\,E[\,|a_n|\,]}, \tag{26}$$

其中右方之表示式與方程式（23）中用於E〔｜a_n｜〕＝E〔｜b_n｜〕一般情形之右方表示式相同。用於複數分接向量C_n之分接更新演繹法給定如下：

$$\mathbf{C}_{n+1} = \mathbf{C}_n - \alpha(Y_n - \hat{A}_{r,n})^* \mathbf{R}_n. \tag{27}$$

現在參考圖5所示之四濾波器FSLE結構，從方程式（13a）及（13b）計算四濾波器等化器的輸出y_n及$\tilde{y}_n$。方程式（20）中關於四分接向量的成本函數之梯度類似於方程式（22a）與（22b），此處不再重述。分接更新演繹法給定如下：

$$\mathbf{c}_{1,n+1} = \mathbf{c}_{1,n} - \alpha[\,y_n - R\,\mathrm{sgn}(y_n)\,]\,\mathbf{r}_n, \tag{28a}$$

$$\mathbf{d}_{1,n+1} = \mathbf{d}_{1,n} + \alpha[\,\tilde{y}_n - R\,\mathrm{sgn}\,(\tilde{y}_n)\,]\mathbf{r}_n \tag{28b}$$

$$\mathbf{c}_{2,n+1} = \mathbf{c}_{2,n} - \alpha[\,\tilde{y}_n - R\,\mathrm{sgn}(\tilde{y}_n)\,]\,\tilde{\mathbf{r}}_n \tag{28c}$$

$$\mathbf{d}_{2,n+1} = \mathbf{d}_{2,n} - \alpha[\,y_n - R\,\mathrm{sgn}\,(y_n)\,]\,\tilde{\mathbf{r}}_n, \tag{28d}$$

其中常數R與方程式（23）相同。

RCA因爲是典型的最小複數盲等化演繹法，所以，其主要優點係其低實施成本。方除了限幅器使用不同點數外，方程式（24a）、（24b）、（27）及（28）所代表之分接更新演繹法與方程式（8a）及（8b）所代表之標準LMS演繹法相同。

RCA的主要缺點係其不可預測性及缺乏堅固性。已

五、發明說明（12）

知演繹法通常收斂至稱爲「錯誤解」。從頻道等化觀點而言，這些解是相當可接收的，但是無法允許接收器恢復正確資料。應指出，圖2中的等化結構比圖4中的結構更加容易收斂至錯誤解。這是由於前者比後者具有更多之自由度。

通常由圖2中的等化器結構觀察到之錯誤解係稱爲對角線解。在此情形下，同相位及正交濾波器等二者均會收斂至相同濾波器，以致於它們均會產生相同的輸出取樣。結果，如同64－CAP訊號點星群之圖20所示，等化器輸出處的訊號星群係由延著對角線群聚之點所構成。已發現對角線解的發生頻率主要視通訊頻道而定。特別是，當些極小的傳輸延遲偏移導入頻道中時其通常會產生。（對照地，圖16顯示使用MMA盲等化演繹法之64－CAP訊號點星群之正確解）

當同相位及正交濾波器將彼此相差符號週期整數之傳輸延遲導入時，會發生其它錯誤解。舉例而言，在給定的取樣時刻，a_n可能出現在同相位濾波器的輸出，而b_{n-1}會出現在正交濾波器的輸出。此種錯誤解能在等化器的輸出處產生未對應被傳送的訊號之訊號星群中的點。舉例而言，32點訊號星群可轉換成36點星群及圖13，14和15中的128點星群可轉換成144點星群。

固定模數演繹法（CMA）

此節將提供CMA演繹法之概論。此概論之後，將說

五、發明說明（13）

明每一上述等化器結構的前後關係中之ＣＭＡ演繹法。

ＣＭＡ演繹法會使關於半徑Ｒ爲的圓之等化取樣Y_n的分散最小。此點以圖形說明於圖９中。ＣＭＡ演繹法會使下述成本函數最小：

$$CF = E\left[\left(|Y_n|^L - R^L\right)^2\right], \qquad (29)$$

其中Ｌ係正整數。實務上最常使用Ｌ＝２之情形。方程式（２９）中的成本函數係真正的二維成本函數，其可使與圓形二維圖形有關之等化器複數輸出訊號Y_n的分散最小。

現在，考慮圖２中所示之分相等化器結構。與分接向量c_n及d_n有關的成本函數之梯度給定如下：

$$\nabla_{\mathbf{c}}(CF) = 2L \times E[(|Y_n|^L - R^L)|Y_n|^{L-2} y_n \mathbf{r}_n] \qquad (30a)$$

$$\nabla_{\mathbf{d}}(CF) = 2L \times E[(|Y_n|^L - R^L)|Y_n|^{L-2} \tilde{y}_n \mathbf{r}_n]. \qquad (30b)$$

假設完美等化頻道，取得下述R^L值：

$$R^L = \frac{E[|A_n|^{2L-2}\, a_n^2]}{E[|A_n|^{L-2}\, a_n^2]} = \frac{E[|A_n|^{2L}]}{E[|A_n|^L]}, \qquad (31)$$

其中右方之表示式係可用於符號a_n及b_n的統計相同之正常情形。對於Ｌ＝２而言，可得下述隨機梯度分接更新演繹法：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\, y_n \mathbf{r}_n \qquad (32a)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\, \tilde{y}_n \mathbf{r}_n. \qquad (32b)$$

現在參考圖４所示之互耦合ＦＳＬＥ結構，由方程式（２９）代表之與複數分接向量C_n有關的成本函數之梯度等於：

五、發明説明（ 14 ）

$$\nabla_{\mathbf{c}}(CF) = 2L \times E[(|Y_n|^L - R^L)|Y_n|^{L-2}\, Y_n^* \mathbf{R}_n]. \tag{33}$$

對L＝2而言，用於複數分接向量之分接更新演繹法變成：

$$\mathbf{C}_{n+1} = \mathbf{C}_n - \alpha(|Y_n|^2 - \mathrm{R}^2)\, Y_n^* \mathbf{R}_n, \tag{34}$$

其中R係由方程式（３１）右方的表示式所給定。

現在參考圖５所示之四濾波器ＦＳＬＥ，由方程式（２９）表示之與四分接向量有關的成本函數之梯度類似於方程式（３０ａ）及（３０ｂ）所給定之梯度。對Ｌ＝２而言，分接更新演繹法變成：

$$\mathbf{c}_{1,n+1} = \mathbf{c}_{1,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\, y_n \mathbf{r}_n, \tag{35a}$$

$$\mathbf{d}_{1,n+1} = \mathbf{d}_{1,n} + \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\, \tilde{y}_n \mathbf{r}_n, \tag{35b}$$

$$\mathbf{c}_{2,n+1} = \mathbf{c}_{2,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\, \tilde{y}_n \tilde{\mathbf{r}}_n,\ \text{及} \tag{35c}$$

$$\mathbf{d}_{2,n+1} = \mathbf{d}_{2,n} - \alpha(y_n^2 + \tilde{y}_n^2 - R^2)\, y_n \tilde{\mathbf{r}}_n. \tag{35d}$$

常數R與方程式（３１）中相同。

ＣＭＡ的主要優點係其堅固性及可預測性。不似ＲＣＡ，其很少收斂至錯誤解。對某些非此處所考慮之應用而言，其亦具有能在存在有載波相位變化下，部份地等化頻道。ＣＭＡ的主要缺點係其實施成本。ＣＭＡ分接更新演繹法比ＲＣＡ演繹法及ＭＭＡ演繹法更加複雜，此外，ＣＭＡ演繹法在等化器輸出處需要「旋轉器」。結果，一旦取得某程度的收斂，則在切換至決定導向分接適應演繹法之前，等化器的輸出訊號必須反旋轉。在等化器之後使用旋轉器之需求，對某些型式的應用而言，會增加ＣＭＡ的實施成本。但是，必須指出，有些其它應用，例

五、發明說明（15）

如聲頻帶及有線數據機，於其中無論如何會因其它目的，例如進入頻道中的追蹤頻率偏移，而需要旋轉器功能。在後者之這些情形下，需要旋轉並不會增加實施成本，且ＣＭＡ會變成非常有吸引力之方法。

多模數演繹法（ＭＭＡ）

ＭＭＡ演繹法會使圍繞分段線性同相位及正交輪廓之等化器輸出取樣y_n及$\tilde{y}_n$的分散最小。對於用於１６－、６４－、及２５６－ＣＡＰ系統之方形訊號星群的特別情形中，輪廓會變成直線。此點以圖形顯示於６４點星群之圖１０中。多模數演繹法會使下述成本函數最小。

$$CF = E\,[(y_n^L - R^L(Y_n))^2 + (\tilde{y}_n^L - R^L(Y_n))^2], \qquad (36)$$

其中Ｌ係正整數，$R(Y_n)$及$\tilde{R}(Y_n)$會取離散正值且係取決於等化器輸出Y_n。

多模數演繹法（ＭＭＡ）－方形星群

對方形星群而言，$R(Y_n)=\tilde{R}(Y_n)=R=$常數，以致於方程式（３６）之成本函數成爲：

$$CF = CF_I + CF_Q = E[(y_n^L - R^L)^2 + (\tilde{y}_n^L - R^L)^2]. \qquad (37)$$

不似方程式（２９）所代表的用於ＣＭＡ之成本函數，此方程式並非真正的二維成本函數。而是二獨立的一維成本函數CF_I及CF_Q之總和。將於下說明ＭＭＡ演繹化於（上述）三種型式之等化器的前後關係中的應用。

對圖２所示的分相等化器結構而言，與分接向量c_n及

五、發明說明（16 ）

d_n有關之方程式（37）中的成本函數之梯度等於：

$$\nabla_{\mathbf{c}}(CF) = 2L \times E[(|y_n|^L - R^L)|y_n|^{L-2} y_n \mathbf{r}_n], \text{ 及} \quad (38a)$$

$$\nabla_{\mathbf{d}}(CF) = 2L \times E[(|\tilde{y}_n|^L - R^L)|\tilde{y}_n|^{L-2} \tilde{y}_n \mathbf{r}_n]. \quad (38b)$$

假設完美地等化之頻道，則可得下述R^L值：

$$R^L = \frac{E[a_n^{2L}]}{E[|a_n|^L]} \quad (39)$$

以L＝2可取得成本與效率之間的最佳協調，在此情形下，分接更新演繹法變成：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \alpha(y_n^2 - R^2) y_n \mathbf{r}_n, \text{ 及} \quad (40a)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \alpha(\tilde{y}_n^2 - R^2) \tilde{y}_n \mathbf{r}_n. \quad (40b)$$

現在參考圖4所示之互耦合FSLE結構，與複數分接向量C_n有關之方程式（37）所表示的成本函數之梯度如下：

$$\nabla_{\mathbf{C}}(CF) = 2L \times E[K^* \mathbf{R}_n], \quad (41)$$

其中，

$$K = [(|y_n|^L - R^L)|y_n|^{L-2} y_n] + j[(|\tilde{y}_n|^L - R^L)|\tilde{y}_n|^{L-2} \tilde{y}_n]. \quad (42)$$

假設完美等化之頻道，則R^L值如下：

$$R^L = \frac{E[a_n^{2L} + b_n^{2L}]}{E[|a_n|^L + |b_n|^L]}. \quad (43)$$

對符a_n及b_n具有相同統計之一般情形，其會減化至方程式（39）。對L＝2而言，用於複數分接向量C_n之分接更新演繹法變成：

$$\mathbf{C}_{n+1} = \mathbf{C}_n - \alpha K^* \mathbf{R}_n, \quad (44)$$

其中

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（17）

$$K = (y^2 - R^2)y + j(\tilde{y}^2 - R^2)\tilde{y}. \tag{45}$$

現在參考圖５中所示之四濾波器ＦＳＬＥ結構，與四分接向量有關之方程式（３７）所表示的成本函數之梯度類似方程式（６．５）中所給定之梯度。對Ｌ＝２而言，分接更新演繹法變成：

$$\mathbf{c}_{1,n+1} = \mathbf{c}_{1,n} - \alpha(y_n^2 - R^2)y_n\mathbf{r}_n, \tag{46a}$$

$$\mathbf{d}_{1,n+1} = \mathbf{d}_{1,n} + \alpha(\tilde{y}_n^2 - R^2)\tilde{y}_n\mathbf{r}_n, \tag{46b}$$

$$\mathbf{c}_{2,n+1} = \mathbf{c}_{2,n} - \alpha(\tilde{y}_n^2 - R^2)\tilde{y}_n\tilde{\mathbf{r}}_n \tag{46c}$$

$$\mathbf{d}_{2,n+1} = \mathbf{d}_{2,n} - \alpha(y_n^2 - R^2)y_n\tilde{\mathbf{r}}_n. \tag{46d}$$

常數Ｒ與方程式（３９）中相同。

上述使用ＭＭＡ演繹法之二步驟盲等化程序對等化器１００而言係由圖６、７、１６及１７以圖形表示。等化器１００的輸出訊號在任何收斂形式之前係顯示於圖６中。如同上述，圖６代表爲使用圖２所示分相ＦＳＬＥ之６４－ＣＡＰ接收器而取得之實驗資料。圖７說明ＭＭＡ處理收斂之開始。如圖１６所示，ＭＭＡ技術會使等化器收斂至足以將６４符號訊號空間清楚地顯示爲６４噪音群。雖然這些噪音群典型上對穩態操作而言是無法接受的－眼睛張開至足以允許接收器切換至６４點限幅器及決定導向ＬＭＳ演繹法。結果係更加清楚的星群，如圖１７所示。典型上，雖然對較差的符號率可觀察到成功的轉移，但是當符號誤差率比10^{-2}更佳時，可在適應、ＭＭＡ二模式與決定導向之間有清楚的轉移。應指出，圖１６中的噪音群可藉由減少ＭＭＡ分接調整演繹法中的步階尺寸而進

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

五、發明說明（18）

一步減化。事實上，在某些應用中，能夠不需切換至決定導向分接適應演繹法。但是，應注意，這將增加啓動時間及所需之數位精確量。

可使用用於方形星群之ＭＭＡ演繹法而對非方形星群無需修改。在此情形下，由於用於符號a_n及b_n之離散位準並非都具有相同的發生機率（於下詳述），所以，在計算常數Ｒ時必須小心。但是，經由電腦模擬，發現對非方形星群而言ＭＭＡ演繹法的收斂會比對方形星群稍微不可靠。此點可藉由使用下述節中所討論的修正ＭＭＡ而修正。

多模數演繹法（ＭＭＡ）－非方形星群

與１２８－ＣＡＰ訊號星群有關之修正ＭＭＡ之原理說明於圖１３、１４及１５中（１２８點訊號星群係以下述方式取得。首先使用符號位準±１、±３、±５、±７、±９、±１１界定１４４點訊號星群，然後，移除每一象限中的四角落點）。現在已取得圍繞分段直線之等化器輸出取樣y_n及$\tilde{y}_n$的分散最小化。再者，對y_n及$\tilde{y}_n$而言，此點係獨立執行的。從方程式（３７）導出之同相位成本函數爲：

$$CF_Q = E[(\tilde{y}_n^L - R_1^L)^2] \quad \text{if} \quad |y_n| < K \qquad (47a)$$

$$CF_Q = E[(y_n^L - R_2^L)^2] \quad \text{if} \quad |y_n| > K. \qquad (47b)$$

從方程式（３７）導出的正交成本函數爲：

$$CF_I = E[(y_n^L - R_1^L)^2] \quad \text{if} \quad |\tilde{y}_n| < K \qquad (47c)$$

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（19）

$$CF = E[(y_n^L - R_2^L)^2] \quad \text{if} \quad |\tilde{y}_n| > K. \tag{47d}$$

常數K係列入考慮之訊號星群的函數且係依經驗決定的。在128－CAP之電腦模擬中，建議值係K＝　8。由於用於128點星群中的符號a_n及b_n具有不同發生機率之二位準集合｛±1，±3，±5，±7｝及｛±9，±11｝，所以，於方程式（47）中使用二不同模數R_1及R_2。假使有多於具不同統計之符號位準之二集合時，可使用更多模數。

藉由評估符號相對於有給定模數之符號位準集合之矩，可從方程式（39）計算方程式（47）中的模數R_1及R_2（將於下進一步說明）。舉例而言，考慮圖13，其係顯示用於同相位維之模數及應用至128－CAP訊號星群的實數符號a_n。藉由僅考慮第一象限，計算符號的矩。考慮應用至R_1之此象限中的24符號之子集合。對這些符號而言，a_n＝1，3，5，7，9，11；及b_n＝1，3，5，7；所以，每一a_n值會以4／24＝1／6之機率發生。類似地，R_2具有8個符號，對其而言，a_n＝1，3，5，7及b_n＝9，11，所以，每一a_n值係以2／8＝1／4之機率發生。符號的方差爲：

對r_1符號而言，$E[a_n^2] = \frac{1}{6}(1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2 + 9^2 + 11^2) \approx 47.67.$ (48a)

對r_2符號而言，$E[a_n^2] = \frac{1}{4}(1^2 + 3^2 + 5^2 + 7^2) = 21.$ (48b)

以類似方式計算符號的其它矩，然後用於方程式（

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明(20)

39)中以估計不同模數值。

用於修正的MMA演繹法之分接更新演繹法，除了常數R係視是否收到等化器的輸出取樣Y_n而決定是由R_1或R_2取代，其餘均與方程式(40)、(44)及(46)中所示相同。圖14說明用於正交維之模數及應用至128－CAP的訊號星群符號b_n。從代表圖13及圖14結合之圖15中顯然可知，同相位及正交分接更新演繹法在給定的符號週期中無須使用相同的模數R_1或R_2。

資料符號的矩

將於下述中討論「資料符號的矩」之觀念。特別是，符號a_n及b_n取奇整數±1、±3、±5、±7、……成比例之值時用於矩$E[|a_n|^L]$、$E[|b_n|^L]$、及$E[|A_n|^L]$之封閉型表示式會被給定。然後使用這些表示式以取得用於三盲等化演繹法及顯示於圖19的表中之R值的封閉型表示式(說明於下)。

首先，假設符號a_n及b_n具有相同的統計，以致於$E[|a_n|^L]=E[|b_n|^L]$。首先考慮下述已知之整數級數總合：

$$\sum_{k=1}^{m} k=\frac{1}{2}m(m+1), \tag{49a}$$

$$\sum_{k=1}^{m} k^2=\frac{1}{6}m(m+1)(2m+1), \tag{49b}$$

$$\sum_{k=1}^{m} k^3=\frac{1}{4}[m(m+1)]^2 \tag{49c}$$

$$\sum_{k=1}^{m} k^4=\frac{1}{30}m(m+1)(2m+1)(3m^2+3m-1). \tag{49d}$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

五、發明說明(21)

使用這些總合以找出用於奇整數的級數總和之封閉型表示式。舉例而言，對級數一而言：

$$(1+3+5+7)=(1+2+3+4+5+6+7)-2(1+2+3)$$

$$\rightarrow \quad \sum_{k=1}^{m}(2k-1)=\sum_{k=1}^{2m-1}k-2\sum_{k=1}^{m-1}k=m^2, \tag{50}$$

其中藉由使用方程式(49a)之封閉型表示式求得中間二總和之值。類似地，可對其它奇整數的級數總和使用類似的系列處理。

現在，考慮使用具有值±1，±3，±5，±7，……±(2m－1)之符號之方形訊號星群，其中m係不同符號位準(大小)之數目。舉例而言，對4－CAP、16－CAP、64－CAP、及256－CAP方形訊號星群而言，m分別等於1、2、4及8。也假設所有的符號值係機率相等。結果，符號a_n的矩爲：

$$E[|a_n|]=\frac{1}{m}\cdot\sum_{k=1}^{m}(2k-1)=m, \tag{51}$$

$$E[a_n^2]=\frac{1}{m}\cdot\sum_{k=1}^{m}(2k-1)^2=\frac{1}{3}(4m^2-1), \tag{52}$$

$$E[|a_n|^3]=\frac{1}{m}\cdot\sum_{k=1}^{m}(2k-1)^3=m(2m^2-1) \tag{53}$$

$$E[a_n^4]=\frac{1}{m}\cdot\sum_{k=1}^{m}(2k-1)^4=\frac{1}{15}(4m^2-1)(12m^2-7). \tag{54}$$

接著，考慮複數符號$A_n=a_n+jb_n$。假設符號a_n及b_n係不相關的，則取得下述用於複數符號的偶數矩之表示式：

五、發明説明（22）

$$E[|A_n|^2] = 2E[a_n^2], \text{ and} \tag{55a}$$

$$E[|A_n|^4] = 2E[a_n^4] + 2[E|a_n^2|]^2. \tag{55b}$$

在方程式（55b）中使用方程式（52）及（54），造成：

$$E[|A_n|^4] = \frac{4}{45}(4m^2-1)(28m^2-13). \tag{56}$$

現在可使用上述這些結果以取得用於不同盲等化演繹法中的常數R之封閉型表示式。造成下述（相當簡單）表示式：

$$R_{rca}\ \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]} = \frac{4m^2-1}{3m}, \tag{57}$$

$$R_{mma}^2\ \frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]} = \frac{12m^2-7}{5} \tag{58}$$

$$R_{mma}^2\ \frac{E[|A_n|^4]}{E[|A_n|^2]} = \frac{56m^2-26}{15}. \tag{59}$$

關於非方形訊號星群，即使所有的複數符號A$_n$係等機率的，用於a$_n$及b$_n$之不同符號位準2k－1仍具有不同的發生機率。此點從圖15所示之128點星群可得知。在此情形下，必須根據一般公式計算符號矩：

$$E[|a_n|^L] = P_1\sum_{k=1}^{m_1}(2k-1)^L + P_2\sum_{m_1+1}^{m_2}(2k-1)^L + P_3\sum_{m_2+1}^{m_3}(2k-1)^L + \cdots \tag{60}$$

其中P$_i$係出現在對應總和中的符號位準之發生機率。對典型的32－CAP及128－CAP星群而言，式（60）會限於二不同機率P$_1$及P$_2$。

其它事項相等（亦即，符號速率、整形濾波器等），假使不論所使用的訊號星群型式爲何，E〔a$_n$^{2}〕＝E〔

五、發明說明（23 ）

b_n^2〕＝常數，則能在ＣＡＰ傳送器輸出處確保固定的平均功率。當然，假使必須滿足平均功率限制，則不同的訊號星群將必須使用不同的符號值。因此，一般而言，訊號星群會使用符號值λ（２ｋ－１），其中係以滿足功率限制之方式選取λ。爲簡化起見，假設Ｅ〔a_n^2〕＝１。對方形星群而言，接著可從方程式（５２）決定λ值，而造成：

$$E[a_n^2]=\frac{1}{m}\sum_{k-1}^{m}[\lambda(2k-1)]^2=\frac{\lambda^2(4m^2-1)}{3}=1 \quad\rightarrow\quad \lambda^2=\frac{3}{4m^2-1}. \tag{61}$$

在方程式（５７）、（５８）及（５９）中使用此λ表示式，則造成下述標準化常數Ｒ之表示式：

$$\overline{R}_{rca}=\lambda\frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]}=\frac{\sqrt{4m^2-1}}{m\sqrt{3}}, \tag{62}$$

$$\overline{R}_{mma}^2=\lambda^2\frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]}=\frac{3}{5}\frac{12m^2-7}{4m^2-1} \tag{63}$$

$$\overline{R}_{cma}^2=\lambda^2\frac{E[|A_n|^4]}{E[|A_n|^2]}=\frac{1}{5}\frac{56m^2-26}{4m^2-1}. \tag{64}$$

以類似方式可對非方形星群取得類似的表示式。當訊號星群中的點數變得非常大時，取得下述標準化常數之漸近值：

$$m\rightarrow\infty \qquad \overline{R}_{rca}\approx 1.155 \qquad \overline{R}_{mma}\approx 1.342 \qquad \overline{R}_{cma}\approx 1.673. \tag{65}$$

<u>ＲＣＡ、ＣＭＡ及ＭＭＡ演繹法之概述</u>

圖１８之表中顯示ＲＣＡ、ＣＭＡ及ＭＭＡ的一般比

五、發明說明(24)

較。此外圖19中所示之表中顯示用於上述RCA、CMA及MMA盲等化技術之分接更新演繹法中的大小不同的常數R、R_1及R_2之訊號星群的說明值。圖19中所示之資料係假設符號a_n及b_n取離散值±1、±3、±5、±7、……。這些常數的封閉型表示式係如上述般被導出。

一般而言,RCA演繹法比CMA或MMA演繹法具有較不可靠之收斂。關於CMA與MMA演繹法之間,這些演繹法均具有優點及缺點。舉例而言,CMA演繹法提供可靠的收斂－因此可避免錯誤對角線解－但是,CMA演繹法需要昂貴的旋轉器。相較之下,MMA演繹法並不需要昂貴的旋轉器,但比CMA演繹邏輯更易於錯誤收斂。

符號位準的數目

任何盲收斂技術均會受等化器的輸出訊號或取樣之分佈影響。因此,符號位準數目的增加會增加等化器輸出取樣的分佈,進而更加難以使等化器盲收斂。可藉由下述MMA盲等化演繹法與標準LMS演繹法之間的比較而說明此點。

對標準LMS演繹法而言,成本函數可使等化器的輸出訊號Y_n與未知的被傳送符號A_n序列之間的誤差最小:

$$CF = E[(Y_n - A_n)^2] = E[(y_n - a_n)^2 + [(\tilde{y}_n - b_n)^2] = E[e_n^2(LMS) + \tilde{e}_{r,n}^2(LMS)] \quad (66)$$

其中 $Y_n = y_n + j\tilde{y}_n$,　$A_n = a_n + jb_n$.

五、發明說明（25 ）

相較之下，對MMA盲等化演繹法而言，成本函數會使星群分散最小：

$$CF = E\,[(y_n^2 - R^2)^2 + (\tilde{y}_n^2 - R^2)^2] = E[e_{r,n}^2(CF) + \tilde{e}_{r,n}^2(CF)], \qquad (67)$$

其中常數R的表示式爲：

$$R^2 = \frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]}. \qquad (68)$$

比較方程式（66）與（67）中的二成本函數，可得知誤差對LMS演繹法及MMA演繹法而言具有不同的解釋。

在LMS演繹法中，誤差 $e_{r,n}$（LMS）定義如下：

$$e_{r,n}(LMS) = y_n - a_n; \qquad (69)$$

而分接會於梯度的相對方向中被更新

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \mu e_{r,n}(LMS)\mathbf{r}_n = \mathbf{c}_n - \mu(y_n - a_n)\mathbf{r}_n\,. \qquad (70)$$

當 y_n 及 a_n 代表限幅器的輸入及輸出時，在分接更新期間中所使用之以LMS爲基礎之誤差等於限幅器處所量得之誤差且爲良好界定之量。因此，當直接計算關於限幅器的輸入及輸出之誤差時，等化器能收斂至最佳解。

相反地，在MMA演繹法中，不同地界定誤差 $e_{r,n}$（CF）。應注意，由於LMS演繹法使用訊號之第二階統計，而MMA使用第四階統計，所以，此處爲達比較目的，使用L＝1之MMA演繹法簡化版。對此一維MMA而言，一般化之MMA的誤差 $e_{r,n}$（CF）變成

$$e_{r,n}(CF) = |y_n| - R; \qquad (71)$$

五、發明說明（26 ）

而濾波器的分接被更新如下：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \mu e_{r,n}(CF)\mathbf{r}_n = \mathbf{c}_n - \mu(|y_n| - R)\mathbf{r}_n. \qquad (72)$$

從方程式（72）中，分接不於限幅器誤差的方向中被準確地更新。相反地，會參考具有關於實數符號 a_n 之統計資訊之常數R而達成誤差最小化。濾波器適應的發生係視R的發生而定，R係視m而定。結果，誤差 $e_{r,n}$（CF）僅具有統計意義且以均方差（MSE）之觀點而言無法確保等化器總是可收斂至最佳解。

假使盲等化演繹法不是最佳，則當等化器收斂時，CF≠0。亦即，存在有成本函數之餘數值。為說明起見，將檢視MMA演繹法以探討成本函數的餘數值CF為何。

對於完美收斂之盲啓動，$y_n \rightarrow a_n$。結果，成本函數CF收斂至 $CF_{a,n}$：

$$CF = E[(y_n^2 - R^2)^2] \;\; \rightarrow \;\; CF_{a,n} = E[(a_n^2 - R^2)^2]. \qquad (73)$$

此成本函數 $CF_{a,n}$ 會如下展開及簡化：

$$\begin{aligned} CF_{an} &= E[(a_n^2 - R^2)^2] && (74a)\\ &= E[a_n^4 - 2a_n^2 R^2 + R^4] && (74b)\\ &= E[a_n^4 - 2a_n^2 \frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]} + R^4] && (74c)\\ &= E[a_n^4] - 2E[a_n^2]\frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]} + R^4 && (74d)\\ &= R^4 - E[a_n^4] && (74e)\\ &= \frac{E^2[a_n^4]}{E^2[a_n^2]} - E[a_n^4]. && (74f) \end{aligned}$$

應注意，僅對同相位維提供分析，並對正交相位維作

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明(27)

相同分析。成本函數可表示成符號位準m的數目之函數。從上述「資料符號的矩」之計算中，常數R爲：

$$R^2 = \frac{12m^2 - 7}{5}, \quad (75)$$

而符號 a_n 的第四矩爲：

$$E[a_n^4] = \frac{1}{15}(4m^2 - 1)(12m^2 - 7). \quad (76)$$

然後，成本函數 $CF_{a,n}$ 可重寫爲：

$$\begin{aligned} CF_{an} &= R^4 - E[a_n^4] && (77) \\ &= (\frac{12m^2 - 7}{5})^2 - \frac{1}{15}(4m^2 - 1)(12m^2 - 7) && (78) \\ &= \frac{16}{75}(12m^2 - 7)(m^2 - 1) && (79) \\ &= \frac{16}{75}(12m^4 - 19m^2 + 7). && (80) \end{aligned}$$

在成本函數 $CF_{a,n}$ 的收斂及穩態值可輕易地被計算之後，方程式（80）以簡單方式表示成本函數。符號位準m（大小）的數目可從用於C－CAP之星群點C的數目算出：

$$m = \frac{\sqrt{C}}{2}. \quad (81)$$

方程式（80）顯示m＝1時，$CF_{a,n}$＝0，及m≠1時，$CF_{a,n}$≠0。舉例而言，計算 $CF_{a,n}$ 造成下述結果：對4－CAP，m＝1而言，$CF_{a,n}$＝0，對16－CAP，m＝2而言，$CF_{a,n}$＝14.2dB，及對64－CAP，m＝4言，$CF_{a,n}$＝27.7Db

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（28 ）

等。此意指僅可對4－CAP，m＝1取得盲等化器之最佳收斂。成本函數$CF_{a,n}$的餘數值會隨著m的增加而顯著增加。最後，由於數目m的大值，所以，$CF_{a,n}$的餘數值會變大以致於盲等化器無法收斂。

$CF_{a,n}$的餘數值係數目m之增加函數，且等化器的收斂會被那些值直接影響。結論是，盲演繹法的可靠度會隨著m值增加而高度劣化。當$CF_{a,n}$的餘數值增加至某些量之外時，眼睛圖會無法張開。實驗發現，標準MMA僅對m小於對應256－CAP的八之CAP應用有效。

近似盲收斂之窗口法

根據發明觀念，盲收斂技術係限於使用等化器輸出取樣之子集合。即使符號位準增加，這仍能改進盲收斂等化器之能力。

在發明之實施例中，接收器會施行窗口MMA（WMMA）法。在此WMMA法中，取樣窗口會與代表等化器輸出取樣集合之二維平面重疊。在濾波器適應期間，使用那些僅出現在取樣窗口內的等化器輸出取樣。圖21顯示一實施例，其中取樣窗係由延著每一維之二虛線所界定一虛線601及602用於同相位維，而虛線603及604用於正交相位維。這些虛線會形成排除區600及訊號空間內的取樣窗。根據WMMA，在濾波適應期間，使用那些僅落在窗口內的取樣$y_{n,m}$，亦即排除區之外。此點與使用所有取樣的MMA相反。因此，窗口的大小決

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明（29）

定濾波器適應期間所使用之資料 $y_{n,w}$ 的集合，因而可實現等化器的收斂。

關於說明，將於下說明窗口MMA法的二種不同變化。第一變化係「半星群WMMA」而第二變化係「邊緣點WMMA」。爲了這些實施例，窗口的大小會隨著單一參數 m_w 的值函數改變，造成方形排除區。但是，應注意每一虛線可能與不同參數值有關，因而造成非方形排除區。

半星群WMMA

圖22所示係用於64－CAP星群之半星群窗口。在同相位維的情形中，取樣 y_n 會由窗邊界 m_w 以 $|y_n| \leq m_w$ 及 $|y_{n,w}| > m_w$ 分割成二集合。藉由新取樣 $y_{n,w}$，則成本函數CF界定如下：

$$CF = E[(y_{n,w}^2 - R_w^2)^2]. \tag{82}$$

注意，由於訊號 $y_{n,w}$ 收斂至具有符號 $a_{n,w}$ 之不同星群，所以，常數R會變成 R_w，其中 $a_{n,w} = \{\pm 5, \pm 7\}$。以取樣 $y_{n,w}$ 更新等化器的分接及以取樣 $|y_n|$ 使等化器的分接維持不變。關於半星群WMMA，窗口邊界定義如下：

$$m_w = m \tag{83}$$

其中m係指符號位準的數目，而最高符號位準的大小係給定爲2m－1。窗邊界 m_w 係界定成相同數目的內部點

五、發明說明（30）

及外部點符號 a_n 係包含於圍繞常數R之中。換言之，用以更新分接之資料 $y_{n,w}$ 係對稱地分佈於R的二側上。由於構成新星群之部份符號 $a_{n,w}$ 的數目為原始符號 a_n 的數目之一半，所以，稱為半星群WMMA。對半星群WMMA而言，需相關於符號 $a_{n,w}$ 求出常數 R_w 的值。藉由取樣 $y_{n,w}$，成本函數 CF_w 現在會收斂至符號 $a_{n,w}$：

$$CF = E[(y_{n,w}^2 - R_w^2)^2] \quad \rightarrow \quad CF = E[(a_{n,w}^2 - R_w^2)^2]. \qquad (84)$$

然後，如下計算常數 R_w

$$R_w = \frac{E[a_{n,w}^4]}{E[a_{n,w}^2]}. \qquad (85)$$

注意，$a_{n,w}$ 的初始引數不會從一開始。因此，用於符號 $a_{n,w}$ 的矩必須能以任意初始引數導出。下述實施例係用於 $E[a^2_{n,w}]$ 的計算。第二階期望值重寫如下：

$$E[a_{n,w}^2] = \frac{1}{w}\left(\sum_{n=1}^{M} a_n^2 - \sum_{n=1}^{M_w} a_n^2\right). \qquad (86)$$

參數w代表包含 $a_{n,w}$ 的星群所需之符號位準數目。對半星群WMMA而言，

$$w = \frac{1}{2}m. \qquad (87)$$

方程式（87）意指需要原始符號位準的數目之一半。參數M代表最大的符號位準之數目而參數 M_w 代表窗邊界 m_w 之下的符號位準數目。參數給定如下：

$$M = 2m - 1 \text{ 及 } M_w = m - 1 \qquad (88)$$

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明説明（31 ）

然後計算常數 R_w 如下：

$$R_w^2 = \frac{E[a_{n,w}^4]}{E[a_{n,w}^2]} \tag{89a}$$

$$= \frac{\frac{1}{w}[\sum_{n=1}^{M} a_n^4 - [\sum_{n=1}^{M_w} a_n^4]}{\frac{1}{w}[\sum_{n=1}^{M} a_n^2 - [\sum_{n=1}^{M_w} a_n^2]} \tag{89b}$$

$$= \frac{\frac{2}{m}[\sum_{n=1}^{m} a_n^4 - [\sum_{n=1}^{w} a_n^4]}{\frac{2}{m}[\sum_{n=1}^{m} a_n^2 - [\sum_{n=1}^{w} a_n^2]} \tag{89c}$$

$$= \frac{\frac{m}{15}(48m^4 - 40m^2 + 7) - \frac{m}{30}(3m^4 - 10m^2 + 7)}{\frac{m}{3}(4m^2 - 1) - \frac{m}{6}(m^2 - 1)} \tag{89d}$$

$$= \frac{m(\frac{31}{10}m^4 - \frac{7}{3}m^2 + \frac{7}{30})}{\frac{m}{6}(7m^2 - 1)} \tag{89e}$$

$$= \frac{93m^4 - 70m^2 + 7}{35m^2 - 5}. \tag{89f}$$

圖２３所示之表提供用於ＭＭＡ之常數Ｒ的值及用於ＷＭＭＡ的常數 R_w 的值。從圖２３的表中可知 R_w 值總是大於Ｒ的值。

接著，計算用於半星群ＷＭＭＡ的成本功能之餘數值以顯示可取得多少減化。從方程式（７４ｅ）：

$$CF_{a,n} = R^4 - E[a_n^4] \;\rightarrow\; CF_{an} = R_w^4 - E[a_{n,w}^4]. \tag{90}$$

取代 $R^2{}_w$ 爲：

$$R_w^2 = \frac{93m^4 - 70m^2 + 7}{35m^2 - 5}, \tag{91}$$

及取代Ｅ〔 $a^4{}_{n \cdot w}$ 〕爲：

$$E[a_{n,w}^4] = \frac{2(93m^4 - 70m^2 + 7)}{m}, \tag{92}$$

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（32 ）

然後取得用於半星群ＷＭＭＡ之成本函數如下：

$$CF_{a,n} = R_w^4 - E[(a_{n,w}^2 - R_w^2)^2] \quad (93a)$$

$$= R_w^4 - E[a_{n,w}^4] \quad (93b)$$

$$= \frac{(93m^4 - 70m^2 + 7)^2}{(35m^2 - 5)^2} - 2 * \frac{93m^4 - 70m^2 + 7}{m} \quad (93c)$$

$$= \frac{2}{75} * \frac{(93m^4 - 70m^2 + 7)(m+2)(m-2)(17m^2 - 2)}{7m^2 - 1}. \quad (93d)$$

圖２４中所示之表，提供用於ＭＭＡ及半星群ＷＭＭＡ的成本函數之餘數值之比較。此表顯示用於１６－ＣＡＰ的成本函數變成零，而對其它ＣＡＰ系統可取得約５ｄＢ的縮減。因此，使用ＷＭＭＡ，則成本函數$CF_{a,n}$對１６－ＣＡＰ會變成最佳。對其它ＣＡＰ系統而言，成本函數$CF_{a,n}$會減少。成本函數$CF_{a,n}$的餘數值之減少可改進盲等化器的可靠度及收斂速率。

邊緣點ＷＭＭＡ

邊緣點ＷＭＭＡ係作ＷＭＭＡ的第二應用。除了修改取樣窗參數修改外，方程式（８１）中用於半星群ＷＭＭＡ之成本函數可直接應用至邊緣點ＷＭＭＡ。窗參數顯示於圖２５中，其中窗邊界m_w係定義如下：

$$m_w = 2(m-1) \quad (94)$$

根據此定義，則符號$a_{n,w}$給定爲a_{2m-1}。用於第一適應之符號僅爲那些具有最大值者。圖２５顯示這些符號

五、發明說明（33 ）

係地理上位於原始星群的邊緣。因爲僅有一符號位準牽涉於其中，所以，R_w的計算簡單給定如下：

$$R_w = a_{n,w} = 2m - 1 \qquad (95)$$

上述方程式造成下述等式：

$$R_w^2 = E[a_{n,w}^2]. \qquad (96)$$

方程式（96）又造成下述結果：

$$CF_{a,w} = E[(a_{n,w}^2 - R_w^2)^2] \rightarrow 0. \qquad (97)$$

方程式（97）顯示能以此成本函數取得零值。亦即，藉由邊緣WMMA，成本函數對任何CAP系統會成爲最佳。

邊緣點及半星群MMA除了使用不同的窗參數外，它們基本上是相同的。但是，根據半星群WMMA，僅能對16－CAP取得最佳收斂，而根據下述條件下之邊緣點WMMA，可對任何CAP應用取得最佳收斂。

邊緣點星群的設計參數簡單且易於施行。但是，對高階CAP應用因其它因素也會影響收斂而無法取得預期之性能，例如缺乏足夠的資料取樣y_n。

五、發明說明（34 ）

濾波器適應

此節將說明用以更新用於半星群WMMA及邊緣點WMMA法的分接係數之演繹法。爲簡化起見，先前所述之對於WMMA的分析僅針對同相位維。對於WMMA之完整的二維成本函數給定如下：

$$CF = [(y_{n,w}^2 - R_w^2)^2 + (\tilde{y}_{n,w}^2 - R_w^2)^2]. \quad (98)$$

如上所述，藉由使用用於 $y_{n,w}$ 之不同定義，成本函數可應用至半星群及邊緣點WMMA。方程式（98）中相關於分接向量 c_n 及 d_n 的成本函數之梯度等於：

$$\nabla_{\mathbf{c}} = (y_{n,w}^2 - R_w^2) y_{n,w} \mathbf{r}_n \qquad \nabla_{\mathbf{d}} = (\tilde{y}_{n,w}^2 - R_w^2) \tilde{y}_{n,w} \mathbf{r}_n. \quad (99)$$

然後，在梯度的相對方向中以隨機方式更新濾波器的分接：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \mu (y_{n,w}^2 - R_w^2) y_{n,w} \mathbf{r}_n, \quad (100)$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \mu (\tilde{y}_{n,w}^2 - R_w^2) \tilde{y}_{n,w} \mathbf{r}_n. \quad (101)$$

注意，$y_{n,w}$ 及 R_w 對WMMA二種版本而言係不同的。

在執行演繹法時，通常是藉由使用比較器或查詢表以計算取樣 $y_{n,w}$。或者，非線性函數f（・）係用以決定部份取樣 $y_{n,w}$。函數f（.）係定義如下：

$$f(y_n) = \frac{1}{2}[1 + sgn(y_n^2 - m_m^2)] \quad (102)$$

$$f(\tilde{y}_n) = \frac{1}{2}[1 + sgn(\tilde{y}_n^2 - m_m^2)]. \quad (103)$$

以致於：

$$f(y_n) = \begin{cases} 0 & \text{if } |y| \le m_w \\ 1 & \text{其他} \end{cases} \qquad f(\tilde{y}_n) = \begin{cases} 0 & \text{if } |\tilde{y}| \le m_w \\ 1 & \text{其他} \end{cases} \quad (104)$$

五、發明說明（35）

其中對半星群WMMA而言，$m_w = m$，及對邊緣點WMMA而言為$m_w = 2(m-1)$，而對邊緣點WMMA為$m_w = 2(m-1)$為$m_w = 2(m-1)$。使用非線性方程f（・）會產生下述關係：

$$f(y_n) = y_{n,w};\ 及\ f(\tilde{y}_n) = \tilde{y}_{n,w}. \tag{105}$$

成本函數CF可重寫如下：

$$CF = [f(y_n)(y_n^2 - R_w^2)^2 + f(\tilde{y}_n)(\tilde{y}_n^2 - R_w^2)^2]. \tag{106}$$

而對應的分接更新演繹法成為：

$$\mathbf{c}_{n+1} = \mathbf{c}_n - \mu f(y_n)(y_n^2 - R_w^2) y_n \mathbf{r}_n,\ 及 \tag{107}$$

$$\mathbf{d}_{n+1} = \mathbf{d}_n - \mu f(\tilde{y}_n)(\tilde{y}_n^2 - R_w^2) \tilde{y}_n \mathbf{r}_n. \tag{108}$$

在同相位維的情形中，方程式（１００）及（１０７）均可用以執行濾波器分接。

圖１６及２６－２８係顯示根據電腦模擬之不同演繹法的收斂訊號星群之圖形。圖１６係顯示以MMA收斂之後的訊號星群，而圖２６係顯示以LMS收斂之後的訊號星群。這二個圖形一起顯示即使可以以盲演繹化取得初始收斂，但是需要LMS演繹法以取得最佳收斂。圖２７係顯示半星群WMMA之收斂星群，而圖２８係顯示邊緣點WMMA之收斂星群。從圖２７及２８可知使用半星群WMMA可改進收斂性能，並可使用邊緣點WMMA進一步改進收斂性能。事實上，圖２６及２８的比較，顯示使用邊緣點WMMA及LMS演繹法可取得幾乎相同的收斂性能。應注意，在本實施例中，邊緣點WMMA中所使用的步階尺寸約為用於其它演繹法之5倍大。用於MMA之

五、發明說明（36）

步階尺寸爲μ＝０．０００１。

建議窗口ＭＭＡ的使用限於有限數目的符號位準之應用。對每一大星群而言，由於在濾波器適應期間缺乏足夠的等化器輸出取樣，所以難以取得良好性能。

圖１１及１２係顯示發明觀念之說明實施例。圖１１係說明代表數位訊號處理器４００之實施例，該訊號處理器４００係根據發明原理程式化以實施ＦＳＬＥ。數位訊號處理器４００包括中央處理單元（處理器）４０５及記憶體４１０。記憶體４１０的一部份係用以儲存程式指令，這些程式指令由處理器４０５執行時，會執行窗口ＭＭＡ型演繹法。此記憶體的一部份以４１１顯示。記憶體的另一部份４１２係用以儲存分接係數值，這些分接係數值係由處理器４０５根據發明觀念更新。假設所接收的訊號４０４被應用至處理器４０５，處理器４０５會根據發明觀念使此訊號等化以提供輸出訊號４０６。僅爲舉例說明，假設輸出訊號４０６代表等化器的輸出取樣之序列。（如同此技藝中所習知，數位訊號處理器可以在導出輸出訊號４０６之前，額外地進一步處理所接收到的訊號４０４）。由於在學習如此處所述之窗口型演繹法之後，軟體程式係在習於此技藝者的能力範圍之內，所以，此處並未說明此軟體程式。而且，應注意任何等化器結構，例如早先所述者，可由數位訊號處理器４００根據發明觀念實施。

圖１２係說明發明觀念之另一實施例。電路５００包

五、發明說明（37 ）

括中央處理單元（處理器）505、及等化器510。後者係如上所述說明性地假設爲分相FSLE。假設等化器510包含至少一分接係數暫存器以儲存用於對應分接係數向量之值（例如，如圖3所示）。處理器505包含記憶體（未顯示），類似於用以實施窗口MMA型演繹法之圖11的記憶體410。代表等化器輸出取樣序列之等化器輸出訊號511會施加至處理器505。後者會根據發明觀念分析等化器輸出訊號511，以使分接係數的值適應以致於收斂至正確解。

前述僅說明發明之原理，因此對於習於此技藝者而言，將能設計出多種此處未明言之不同配置，但是，具體實施本發明之原理係在本發明之精神及範圍之內。

舉例而言，雖然此處將發明說明成以離散功能建立方塊執行，例如等化器等，但是，可使用一或更多適當的程式化處理器執行這些建立方塊的之任一者或更多者之功能。

此外，雖然於FSLE的內文中說明發明觀念，但是，發明觀念可應用至其它形式的適應濾波器，例如決定回饋等化器（DFE），但不限於此。發明觀念可應用至所有形式的通訊系統，例如廣播網路、高解析度電視（HDTV）、如光纖至邊限之點對多點網路、訊號辨識、或分類、如配線分接之應用等等。

而且，雖然於修正的MMA演繹法之內文中說明發明觀念，但是發明觀念也可應用至其它形式的等化。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

訂

線

五、發明說明（38）

圖式簡述

圖１係具體實現發明原則之通訊系統的一部份之說明方塊圖；

圖２係用於等化器中的適應濾波器之說明方塊圖；

圖３係用於等化器中的適應性濾波器的一部份之說明方塊圖；

圖４係互耦合等化器之說明方塊圖；

圖５係四濾波器等化器之說明方塊圖；

圖６係收斂前之等化器的輸出訊號之訊號點說明圖；

圖７係用於使用ＭＭＡ盲等化法之系統的等化器之輸出訊號的訊號點說明圖；

圖８係訊號點說明圖，說明ＲＣＡ盲等化法之減少訊號點星群；

圖９係訊號點說明圖，說明ＣＭＡ盲等化法之圓形輪廓；

圖１０係訊號點說明圖，說明ＭＭＡ盲等化法分段線性輪廓；

圖１１及１２係具體實現發明原理之接收器的一部份之說明方塊圖；

圖１３、１４、及１５係訊號點說明圖，說明用於非方形星群之ＭＭＡ盲等化法的分段線性輪廓；

圖１６及１７係用於使用二步式ＭＭＡ盲等化法之通訊系統的等化器之輸出訊號的訊號點說明圖；

五、發明說明（39　）

圖１８係顯示無ＣＨＣＦ之ＲＣＡ、ＣＭＡ及ＭＭＡ盲等化法之間的比較表；

圖１９係顯示用於ＲＣＡ、ＣＭＡ及ＭＭＡ盲等化法中的資料值之說明表；

圖２０係６４－ＣＡＰ訊號點星群之錯誤對角解之說明圖；

圖２１係顯示使用窗口法之訊號點星群的分割；

圖２２係顯示使用半星群窗口法之訊號點星群分割；

圖２３係顯示用於半星群ＷＭＭＡ方法中的資料值說明表；

圖２４係顯示用以比較成本函數之資料值說明表；

圖２５係顯示使用邊緣點星群窗口法之訊號點星群分割；

圖２６係使用ＬＭＳ演繹法之等化器的輸出訊號之訊號點說明圖；及

圖２７－２８係分別使用半星群ＷＭＭＡ演繹法及邊緣點ＷＭＭＡ演繹法之等化器的輸出訊號之訊號點說明圖。

六、申請專利範圍

1．一種在接收器中執行等化之改進方法，包括：

使用來自等化器的輸出取樣子集合以收斂等化器。

2．如申請專利範圍第1項之方法，其中該使用步驟包含下列步驟：

將訊號點空間分割成排除及取樣窗口區；及

使用落在取樣窗口內的來自等化器之輸出取樣子集合以收斂等化器。

3．如申請專利範圍第2項之方法，其中分割步驟包含下述步驟，選擇排除區及取樣窗口區以致於延著訊號點空間之一維上的取樣窗口區內的符號數目等於該維中的符號數目之一半。

4．如申請專利範圍第2項之方法，其中分割步驟包含下述步驟，選擇排除區及取樣窗口區以致於取樣窗口區僅包含訊號點空間之最外部符號。

5．如申請專利範圍第1項之方法，其中使用步驟包下述步驟：

根據在輸出取樣子集合上作用之多模數爲基礎的盲等化技術，使等化器的分接係數組適應。

6．如申請專利範圍第1項之方法，其中使用步驟包含下述步驟：

根據在輸出取樣子集合上作用之減化星群爲基礎的盲等化技術，使等化器的分接係數組適應。

7．如申請專利範圍第1項之方法，其中使用步驟包含下述步驟：

六、申請專利範圍

根據在輸出取樣子集合上作用之固定模數爲基礎的盲等化技術，使等化器的分接係數組適應。

8．一種在接收器執行盲等化之裝置，包括：

記憶體，用以儲存收斂演繹法及儲存分接係數值組；及

處理器，a）用以過濾輸入訊號以作爲儲存的分接係數值組之函數以提供眾多輸出取樣，及b）用以執行收斂演繹法以使儲存的分接係數值組適應作爲眾多輸出取樣子集合的函數。

9．如申請專利範圍第8項之裝置，其中眾多輸出取樣具有位於訊號點空間內的相關座標值且輸出取樣的子集合係那些具有位於訊號點空間之排除區之外的座標值之輸出取樣。

10．如申請專利範圍第8項之裝置，其中收斂演繹法係多模數爲基礎的演繹法。

11．如申請專利範圍第8項之裝置，其中收斂演繹法係減化星群爲基礎之演繹法。

12．如申請專利範圍第8項之裝置，其中收斂演繹法係固定模數爲基礎之演繹法。

13．如申請專利範圍第9項之裝置，其中排除區係爲排除區內延著訊號點空間的一維之符號數目等於該維中的符號數目之一半。

14．如申請專利範圍第9項之裝置，其中排除區未包含訊號點空間之最外部符號。

六、申請專利範圍

１５．如申請專利範圍第８項之裝置，其中處理器會使分接係數組適應作為盲等化演繹法形式的函數。

861-15068

826848

圖 1

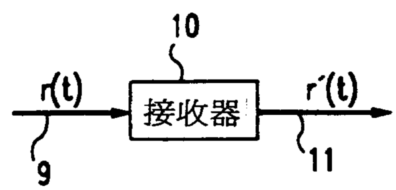
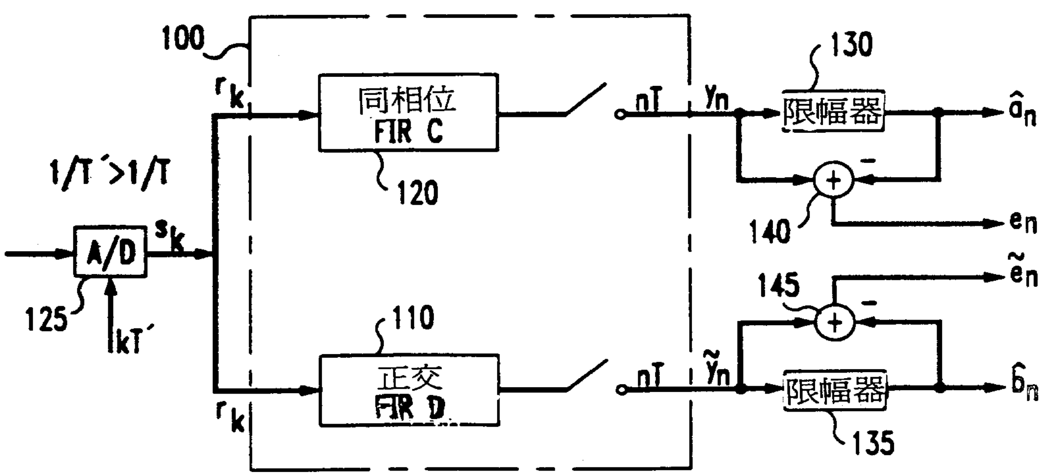


圖 2

習知技藝



分相 FSLE

圖 3

習知技藝

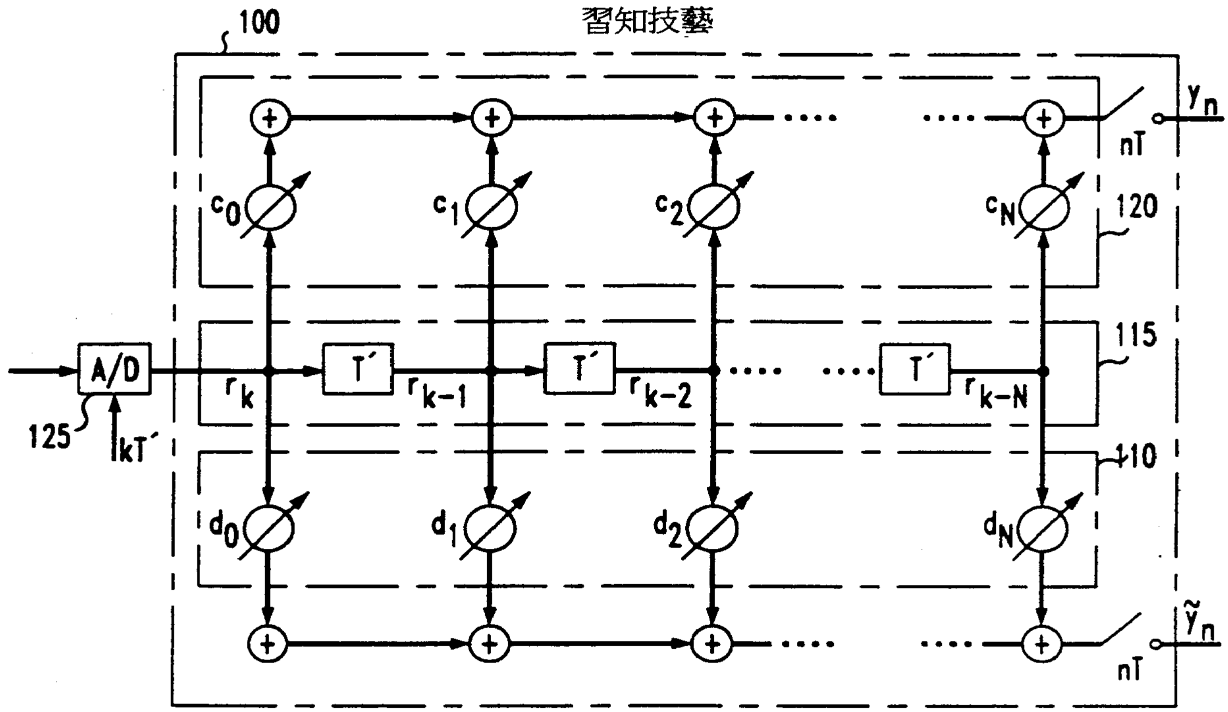


圖 4

習知技藝

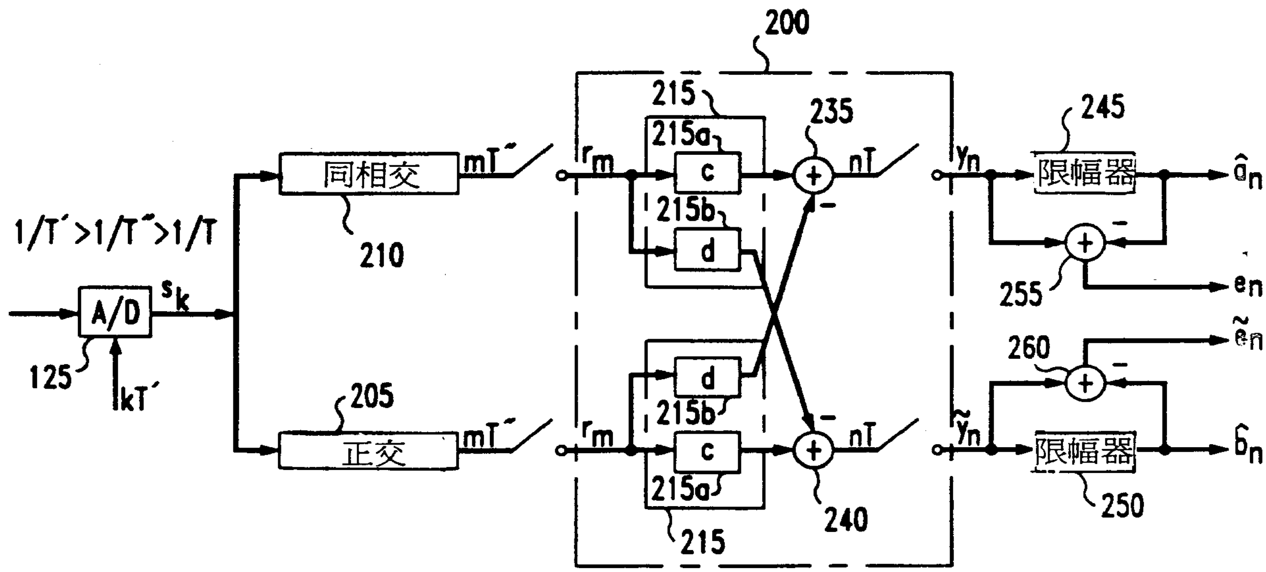


圖 5

習知技藝

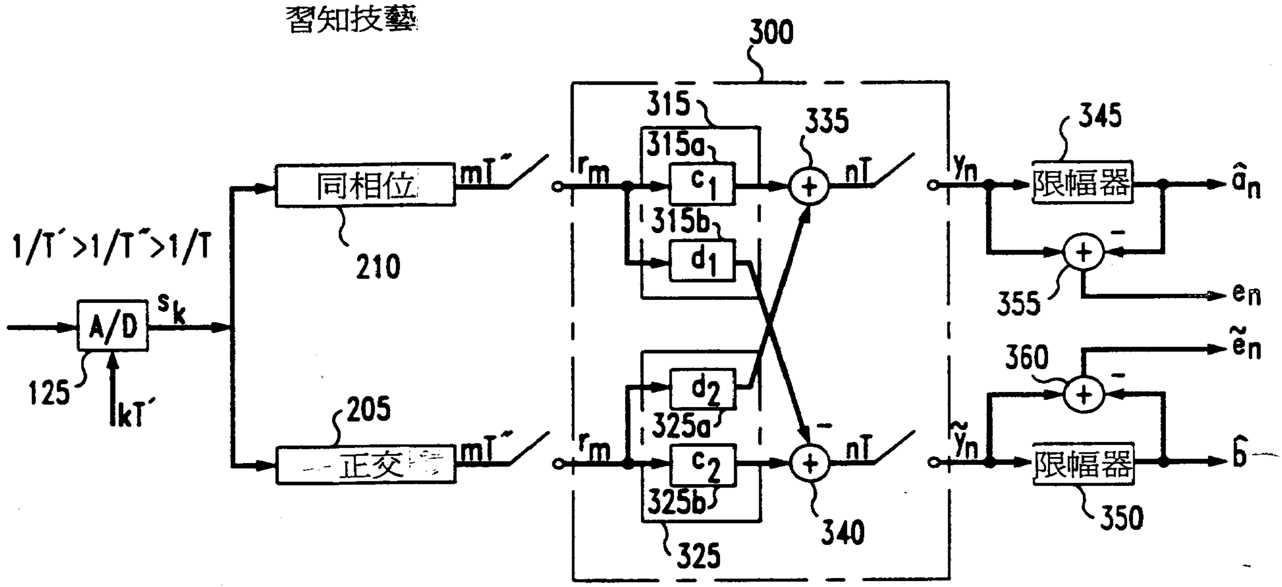


圖 6

習知技藝

不均等訊號星群

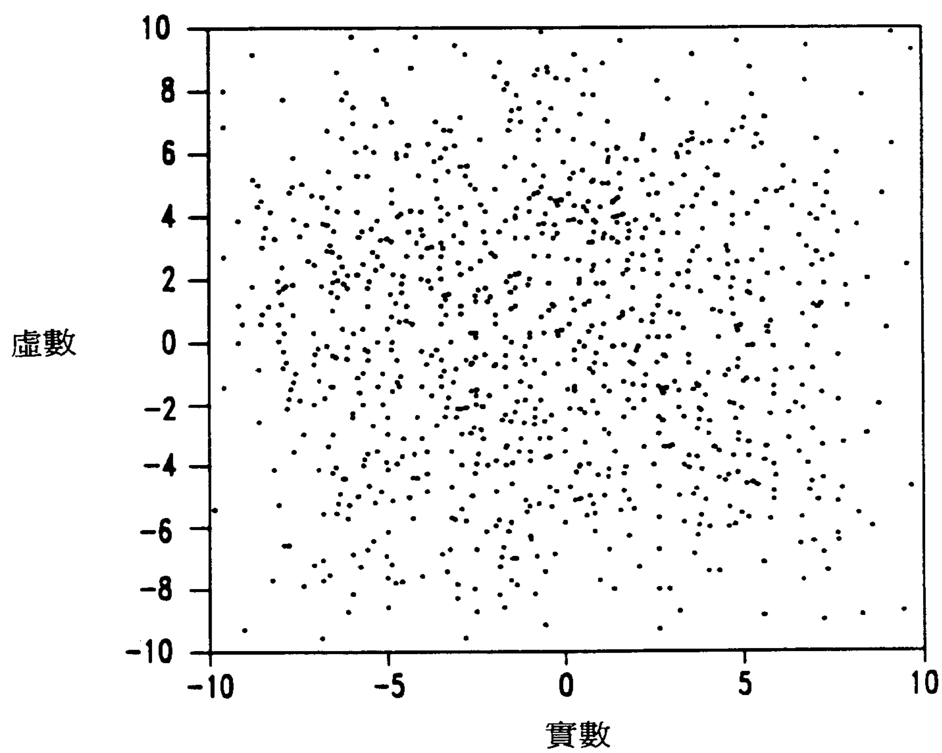


圖 7

MMA 開始

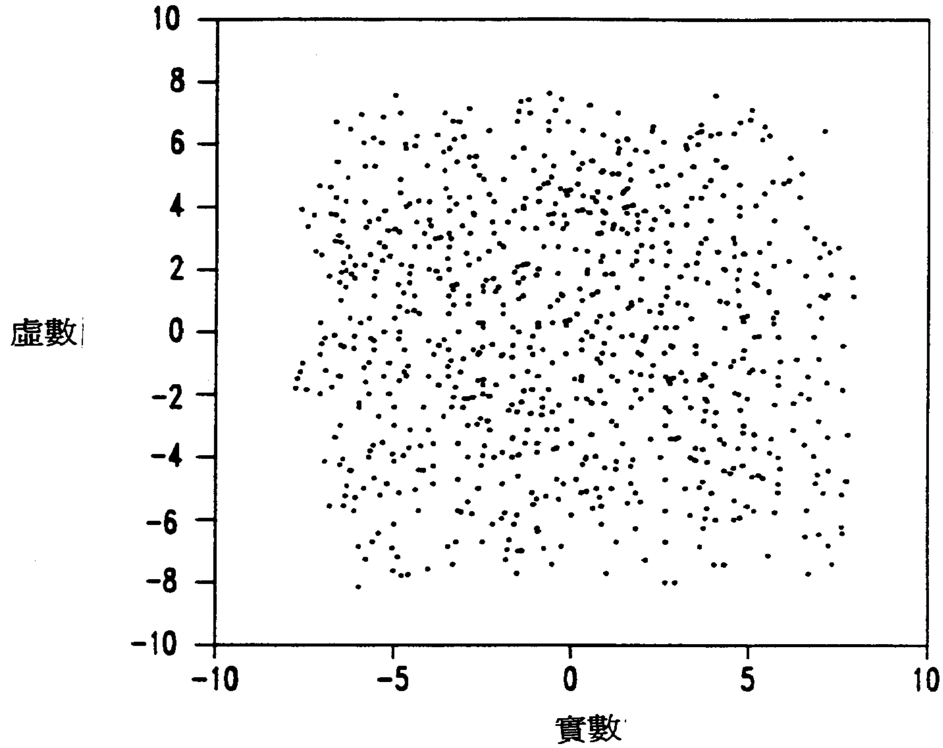


圖 8

習知技藝

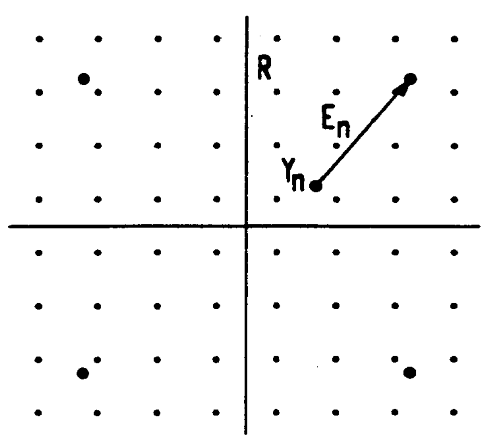


圖 9

習知技藝

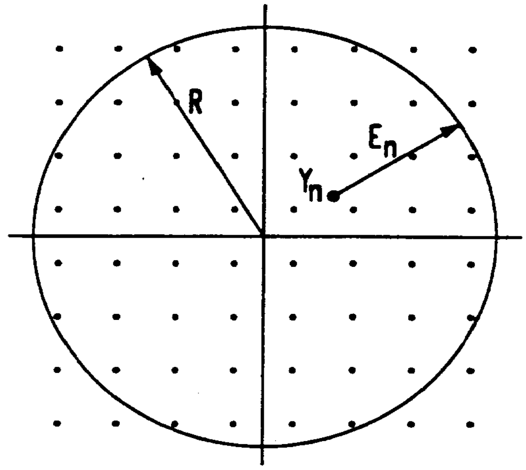


圖 10

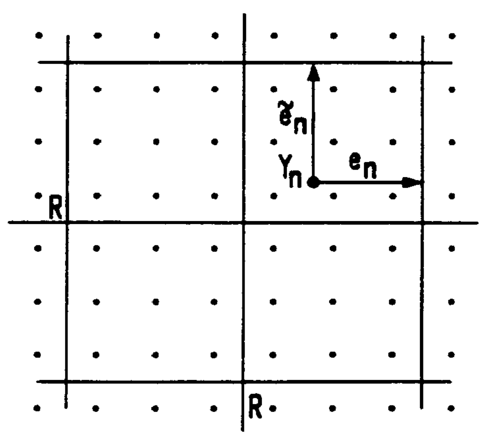


圖 11

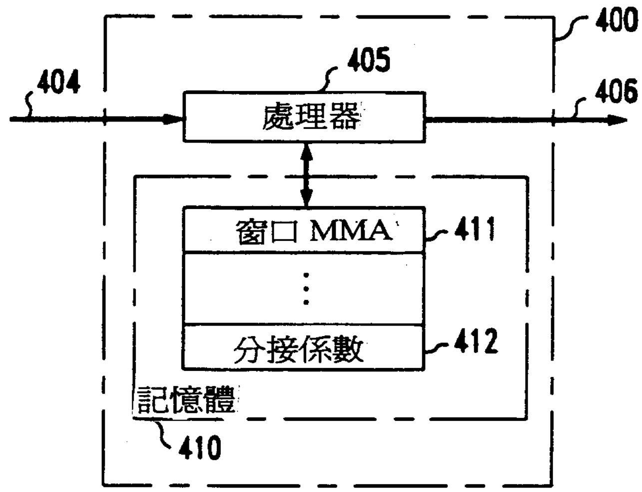

400
405
404
處理器
406
窗口 MMA
411
⋮
分接係數
412
記憶體
410

圖 12

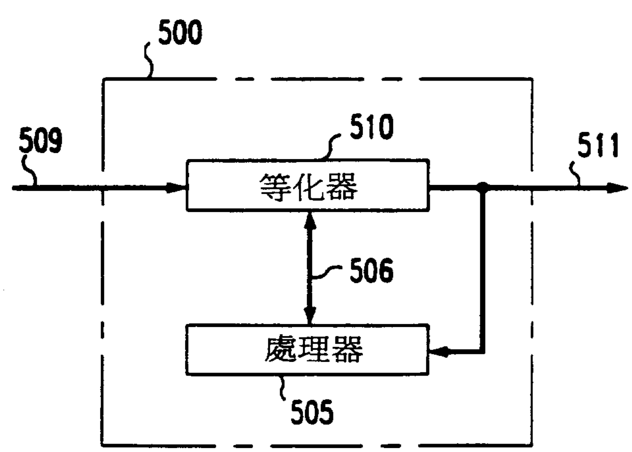

500
510
509
等化器
511
506
處理器
505

圖 13

同相位維模數

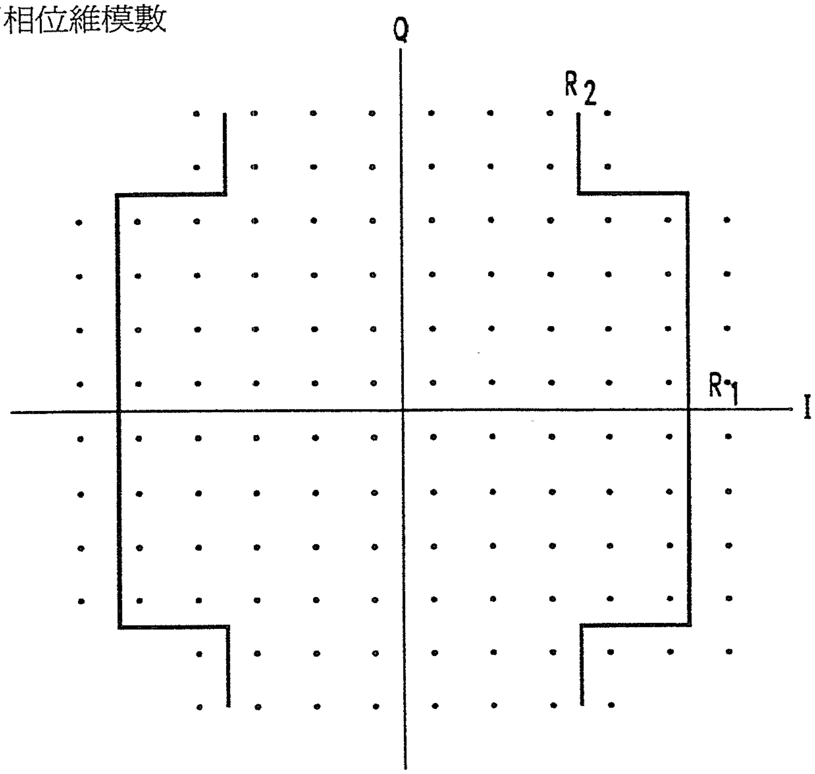


圖 14

正交相位維模數

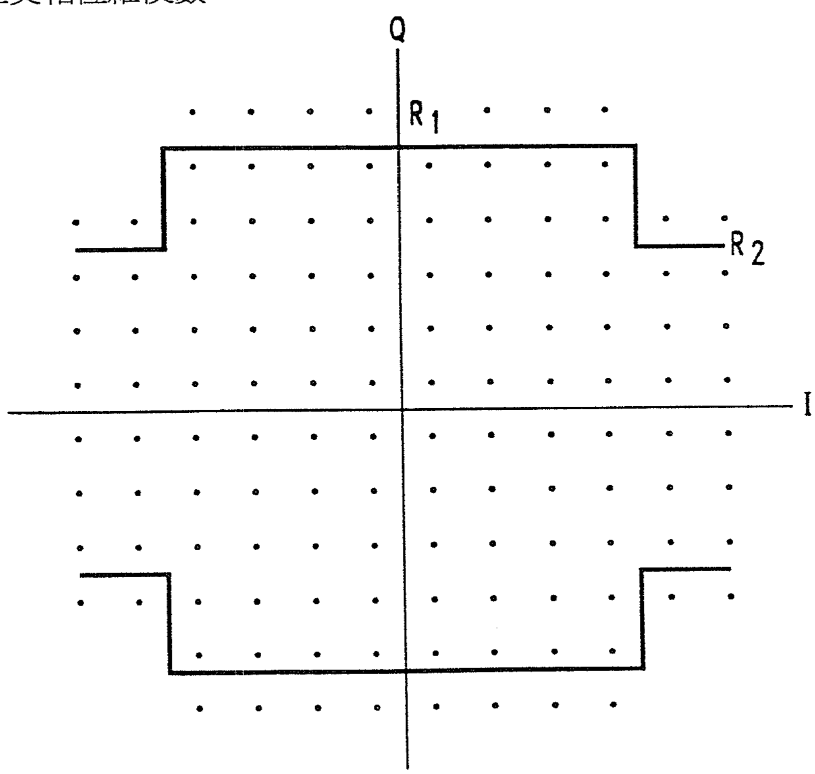


圖 15

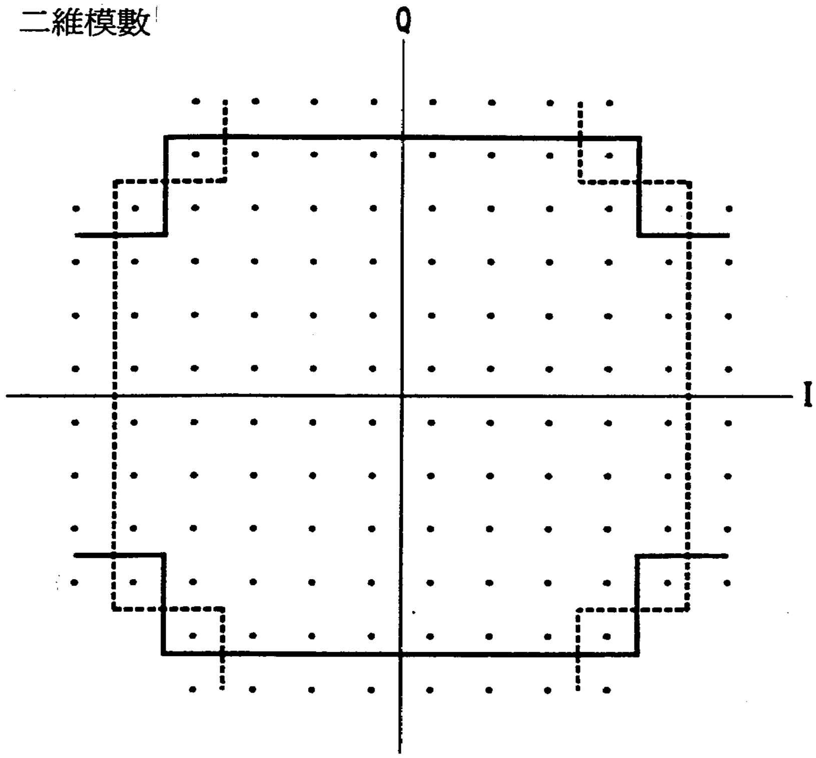


圖 16

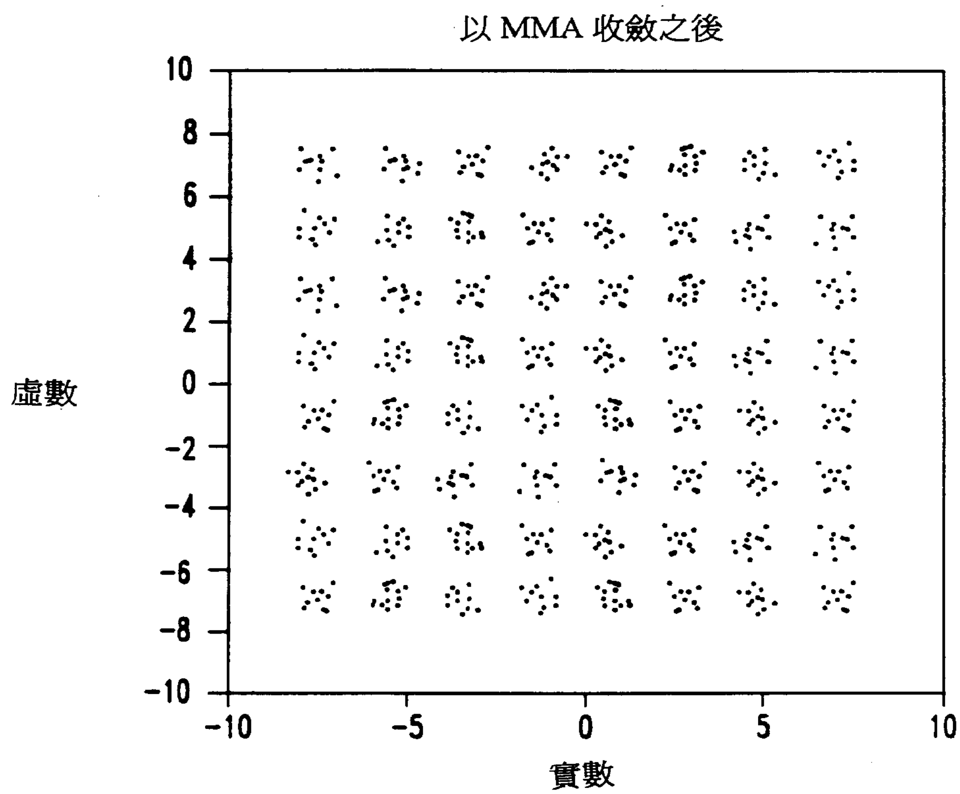


圖 17

在以 64 點限幅器收斂之後

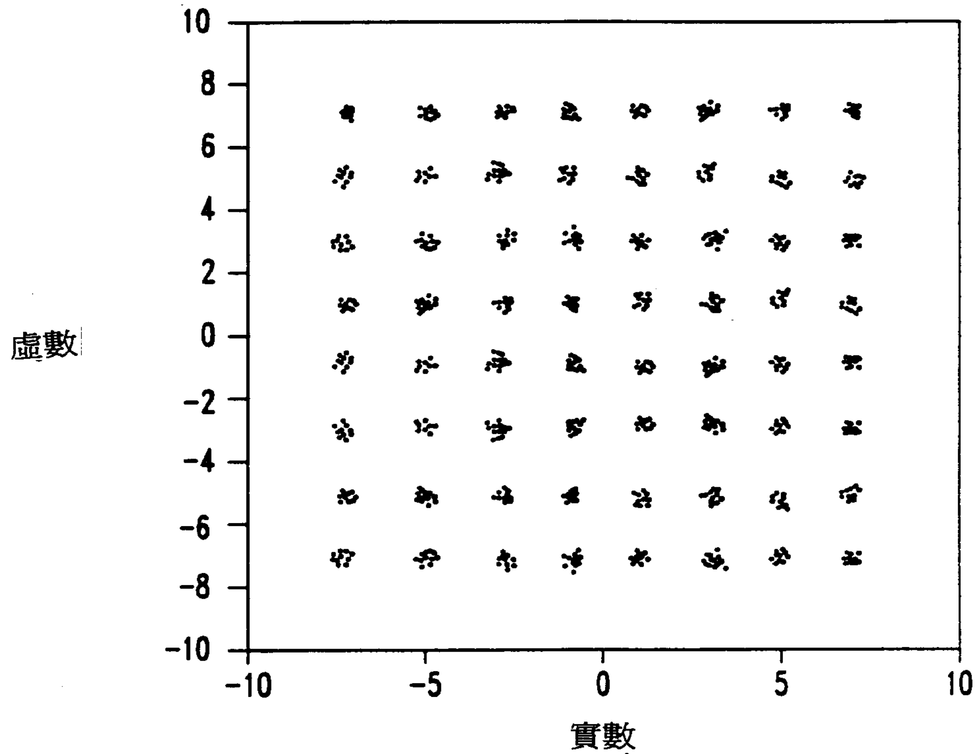


圖 18

盲等化演繹法之主要特性			
演繹法	可靠度	複雜度	收斂速度
RCA	低	低	第二快
MMA	高	中等	最快
CMA	非常高	高	最慢

圖 19

對符號 ±1, ±3, ±5, ±7 之常數 R, R1 及 R2 的值							
演繹法	4-CAP	16-CAP	32-CAP	64-CAP	128-CAP	256-CAP	512-CAP
RCA	1	2.50	3.64	5.25	7.45	10.625	15.00
MMA	1	2.86	4.32	6.08	8.88	12.34	17.87
CMA	1.414	3.633	5.11	7.616	10.49	15.39	21.11
MMA R_1	--	--	4.49	--	9.22	--	18.55
MMA R_2	--	--	2.86	--	6.08	--	12.34

3O2813

圖 20

對 64-CAP 之對解線解

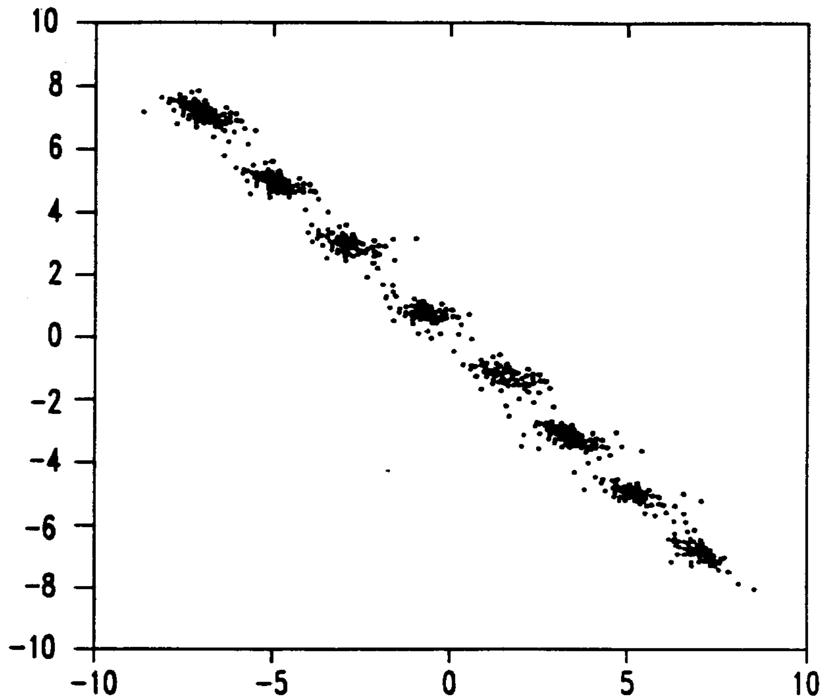


圖 21

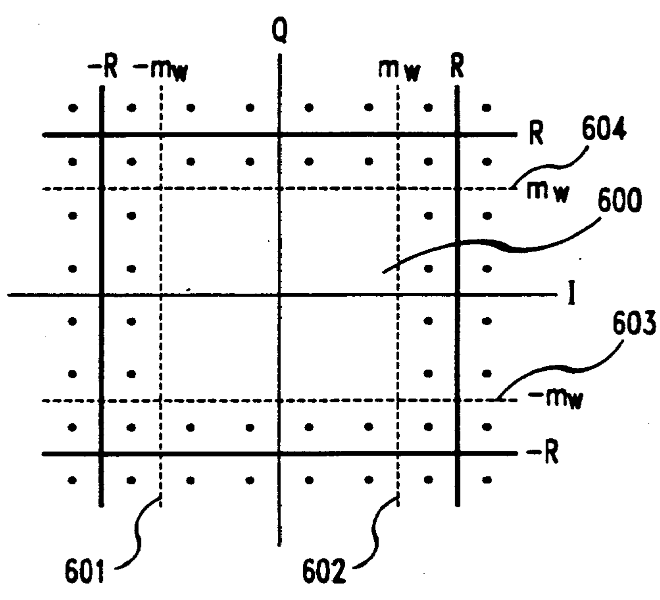


圖 22

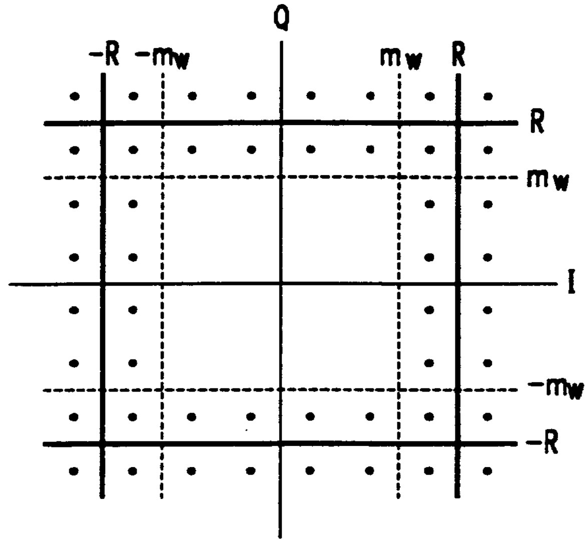


圖 23

常數/CAP	16-CAP	64-CAP	256-CAP	1024-CAP
m	2	4	8	16
R	2.86	6.08	12.34	24.76
m_w	1	2	4	8
R_w	3	6.4	12.97	26.05

圖 24

成本函數/CAP	16-CAP	64-CAP	256-CAP	1024-CAP
m	2	4	8	16
CF_{mma} (dB)	14.2	27.7	40	52
CF_{wmma} (dB)	0	22	35	47
ΔCF	14.2	5.7	5	5

352313

圖 25

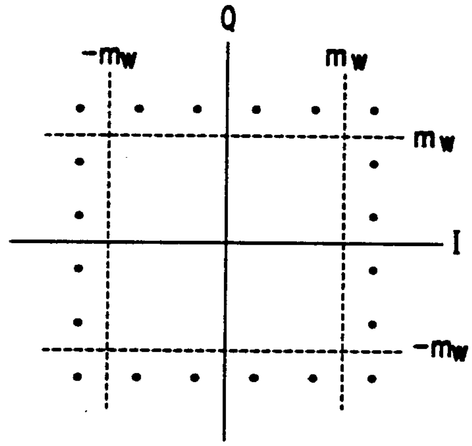
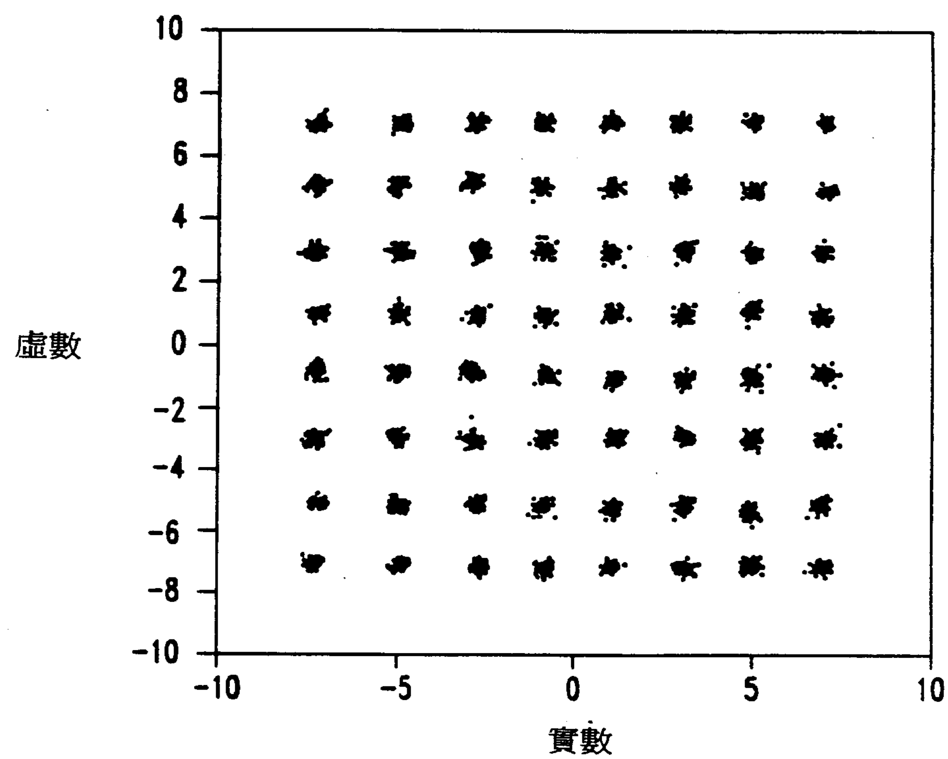


圖 26

以 LMS 演繹法收斂之後



362313

圖 27

以半星群 WMMA 收斂之後

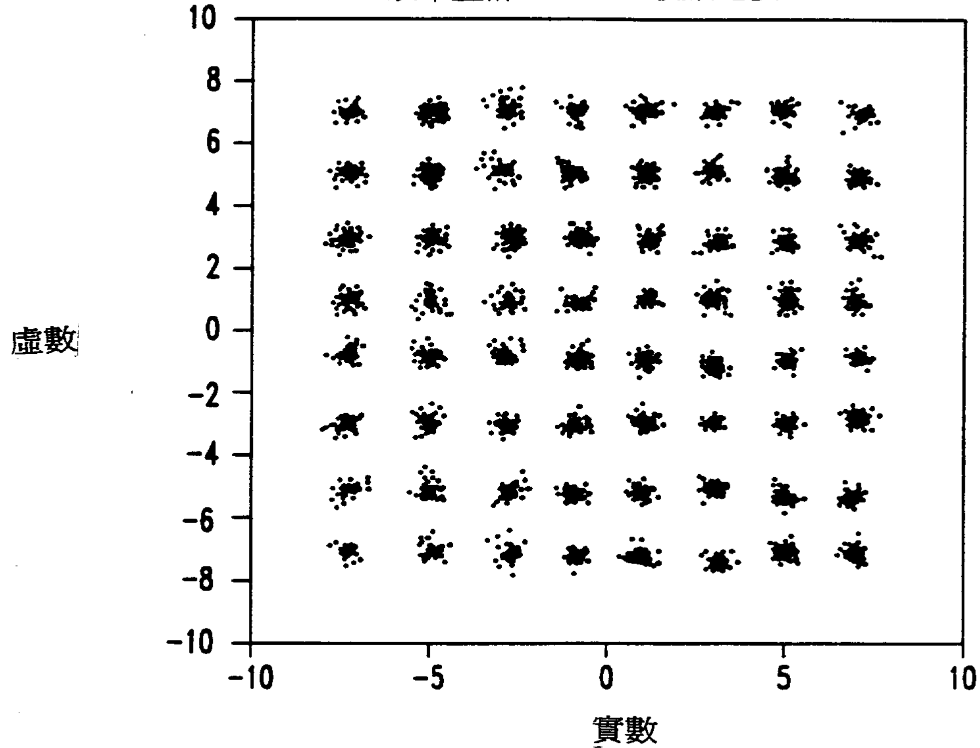


圖 28

以邊緣點 WMMA 收斂之後